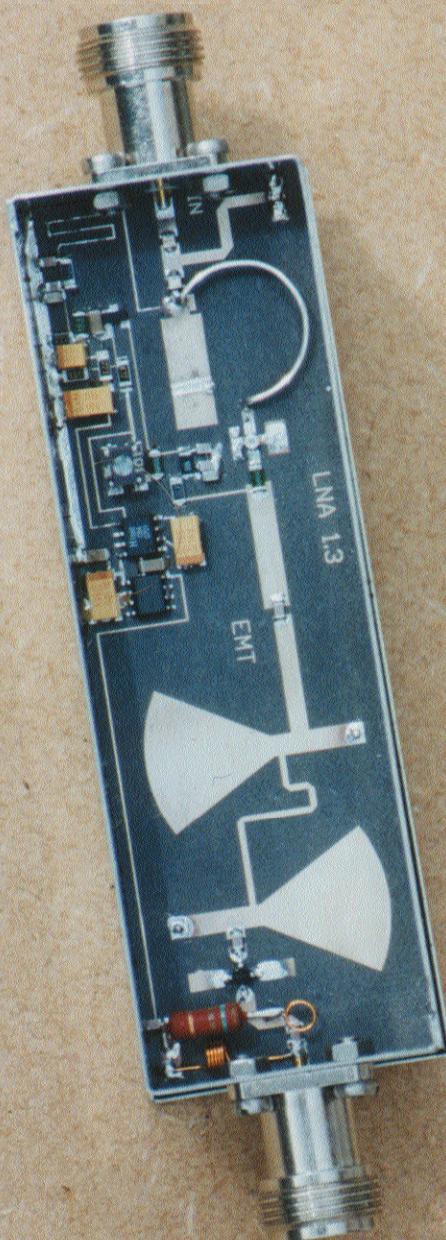


Reportage



In dit nummer o.a.:
 HEMT-LNA voor 23 cm-ATV - Duplexfilter
 voor 23/13 cm - 24 GHz ATV-stuurzender -
 De IARU-bandbreedtenorm onder de loep
 genomen (een triest verhaal)

HET TIJDSCHRIFT VOOR DE ATV'ER

Losse verkoopprijs
 Dfl: 15,00
 DM 15,-
 £5,-
 Bef 300,-

Colofon

Repeater 3/1998

Redactie:

Hans Bruin
Rens Maas
Rob Ulrich, PE1LBP

Dit nummer kwam tot stand met medewerking van:

Henk Medenblik, PE1JOK
Luis Cupido, CT1DMK
Peter Dokman, PE1OCS
Roel van Dijk, PE1CGY
David Roosendaal, PE1MUD
Mark Teske, PE1RJU
Jannes Vos, PA3DCP

Redactie-adres:

Gibbon 14
1704 WH Heerhugowaard
Tel. 072-5720993 (ook 's avonds)
Fax. 072-5720992
GSM: 06-54365721
Email: Repeater-nl@rocketmail.com

Abonnementenadministratie en advertentie-exploitatie:

Diana Schraag

Jaarabonnement:

Fl 40,- per jaar (Nederland, België).
Overige landen Fl 55,- per jaar.
Abonnementen worden tot wederopzegging aangegaan.

Uitgever:

CCH Media
Gibbon 14
1704 WH Heerhugowaard

ATV, belangenbehartiging en 'normen', deel 2

De ontwikkelingen rond ATV (in het algemeen) gaan de laatste maanden bijzonder snel. Normen staan ter discussie, het aantal ATV-repeaters in Nederland gaat snel omhoog en we kunnen steeds meer ATV-signalen begroeten. Kortom, ATV zit duidelijk in de lift..

Toch ligt er adder onder het gras, zoals u na het lezen van de artikelen in Repeater wel zult zijn opgevallen. Daar waar de amateurverenigingen de schijn opwekken mee te werken aan onze hobby, richten zij aan de andere kant onze hobby ten gronde. Als de IARU de 'nieuwe' ATV-norm volgend jaar aanneemt zullen veel amateurs gewoonweg geen mogelijkheden meer hebben om op een knappe manier een verbinding met elkaar te hebben. Verder zijn ons signalen ter ore gekomen dat er steeds meer TV-repeaters dezelfde uitgangsfrequentie toegewezen krijgen. De wet van de jungle, denken we dan ogenblikkelijk. Het lijkt een logische oplossing, maar in feite is het zeker niet beter dan de oude situatie, waarbij in- en uitgangen op elkaar afgestemd zijn. Tijdens condities zullen repeaters elkaar gewoon wegdrukken en opnieuw zijn leuke verbindingen dan onmogelijk. Wij geven het zo ondertussen op. Kennelijk speelt ATV echt een ondergeschoven rol en zolang de leden van de belangenbehartigende verenigingen dit slikken gaat het verval gewoon door.

Na ons vorige nummer hebben wij vele reacties ontvangen op de vraag of het niet tijd wordt voor een ATV-vereniging. De situatie hier is vergelijkbaar met die in Duitsland en Engeland waar aparte verenigingen opgericht zijn die de belangen van ATV'ers richting de overheid vertegenwoordigen. Een duidelijke reactie kunnen we nu nog niet geven, maar wij staan open voor suggesties.

In dit nummer tonen we aan aan welke onzin de verenigingen nu werken. De IARU-ATV norm wordt door Hans Bruin onder de loop genomen. Ook hebben we weer aandacht voor nieuwe ontwikkelingen, zoals ATV op 24 GHz. En LPD is nu echt een feit. Het is mogelijk met een LPD over een grotere afstand toch een verbinding te maken. Voor amateurs is dit een bitter gegeven; LPD'ers hebben geen machtigingsvoorwaarden, maar eerlijk is eerlijk, als je er naar kijkt is het nog leuk ook.

Verder in dit nummer weer ruim aandacht voor techniek, ontvangstrapporten, etc. Wij wensen u wederom veel lees- en bouwplezier toe.

De volgende jaargang staat alweer snel op stapel en het is dan altijd nuttig om terug te kijken op wat we al gedaan hebben, de afgelopen twee jaar.

We willen u dan ook vragen uw mening over Repeater kenbaar te maken aan ons (per telefoon, fax of email). Wij staan voor alle opmerkingen open. Repeater is er immers voor de abonnees. Wij kijken uit naar uw reacties.

De redactie

De redactie is niet verantwoordelijk voor schade, voortvloeiende uit de praktische toepassing van in Repeater gepubliceerde schakelingen. De verantwoordelijkheid voor de inhoud van de gepubliceerde artikelen ligt bij de auteurs. Het octrooi-recht is verder van toepassing op alles wat in Repeater gepubliceerd wordt. Niets uit deze uitgave mag op enigerlei wijze worden gereproduceerd, overgenomen of op andere wijze worden gebruikt of vastgelegd zonder voorafgaande schriftelijke toestemming van de uitgever. De artikelen in Repeater hebben geenszins de bedoeling wetsovertredingen uit te lokken.

Repeater op het World Wide Web:
<http://www.euronet.nl/users/rulrich/>

Inhoud Repeater 3/98:

Voorwoord / Colofon	1
HEMT-LNA voor 23 cm-ATV	3
Een 12 naar 24 GHz verdubbelaar	11
Nader bekeken	16
23/13 cm duplexfilter	19
Standards for microwave ATV, een triest verhaal	21
Nieuwe ATV-records	27
23 cm-balansversterker met kabelstubs	28
Frequentie-overzicht	30

Het lijkt niet al te moeilijk 23 cm-ATV te ontvangen. Een satelliet-ontvanger heeft dan niet eens een converter nodig, alleen maar een voorversterkertje en een beetje filteren...

De hier beschreven voorversterker heeft een gain van 43 dB, is voorzien van een highpass en een bandpass filter, heeft lage ruis ($NF < 0.5$ dB), geen trimmers, voeding via de coaxkabel en past in een standaard blinken doosje.

Na inventarisering van geschikte ingangsschakelingen bleef eigenlijk alleen die van Rainer Bertelsmeier, DJ9BV, over. Al weer bijna vijf jaar geleden beschreef hij in DUBUS 4/1993 'HEMT-LNA's for 23 cm' een versterker met een highpass-filter en eentje zonder.

Voor ATV-werk is een highpass-ingang beslist noodzakelijk om oversturing door sterke 70 cm-signalen of TV-zenders te voorkomen.

Alleen bij een Alford-slotantenne of een golfpijp-rondstraler zou zo'n highpass-ingang niet nodig zijn, omdat deze antennes zelf al highpass-eigenschappen hebben. Bij het weglaten van de highpass-ingang zou het ruisgetal overigens slechts 0.1 dB verbeteren.

Als HEMT werd in DUBUS de Fujitsu FHX35LG toegepast.

Onvoorwaardelijke stabiliteit werd onder andere door 'source-tegenkoppeling' gerealiseerd.

Filtering

De versterking van circa 17 dB is voor een satellietontvanger niet genoeg, bovendien zou een bandfilter wenselijk zijn.

Daarom is een bandfilter met een lage doorgangsdemping ontworpen, dat direct achter de voorversterker

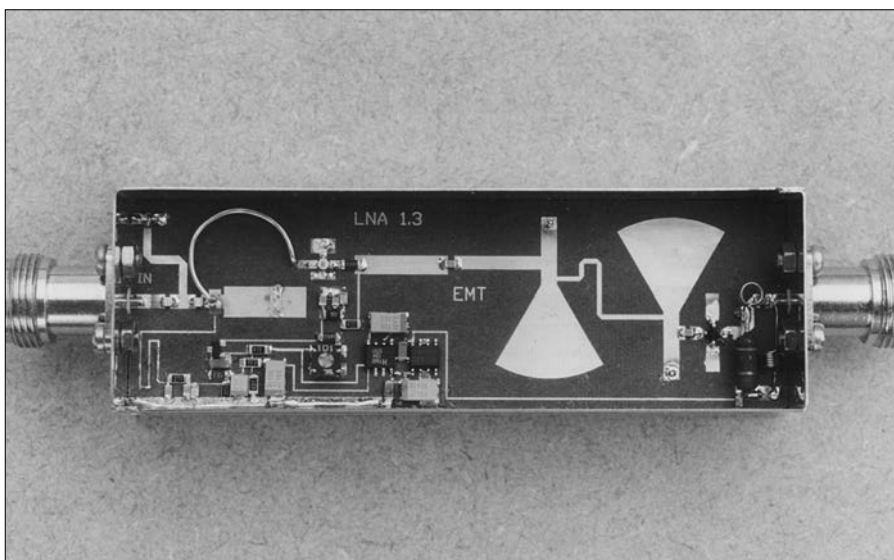


Fig. 1:
Gebouwd exemplaar van de 23 cm low noise LNA

kan worden geplaatst.

Een INA 10386-MMIC brengt ten slotte de totale versterking op circa 43 dB.

Omrekenen

Omdat ik in de voorversterker ook de mogelijkheid wilde hebben in plaats van de FHX35LG een NE 42484 te kunnen inzetten, was het voor een simulatie nodig de maten van de relevante microstrip-lijnstukken te kunnen herleiden, aangezien de print in Dubus niet 1:1 afgedrukt werd. Om de juiste omrekenfactor te kunnen bepalen mat ik de breedte van hetingangsspoor op (het uitgangsspoor had ook gekund) De impedantie van dit spoor is 50Ω . Verder waren de gegevens van het gebruikte printmateriaal in de stuklijst te vinden.

Hierdoor werd het mogelijk niet alleen de werkelijke breedte van het 50Ω -spoor te berekenen, maar ook de breedte en lengte van de overige sporen.

In het schema is de componenten nummering uit Dubus 4/1993 overgenomen om vergelijking te vergemakkelijken. Dit betreft uiteraard alleen het eerste deel van het schema. De plotjes zijn om dezelfde reden –waar mogelijk– in dezelfde

schaal afgedrukt.

De plotjes in Dubus zijn –uitgezonderd figuur 2 (pag.48)– gemeten S-Parameters, terwijl de hier afgedrukte plotjes gesimuleerde S-Parameters vertegenwoordigen.

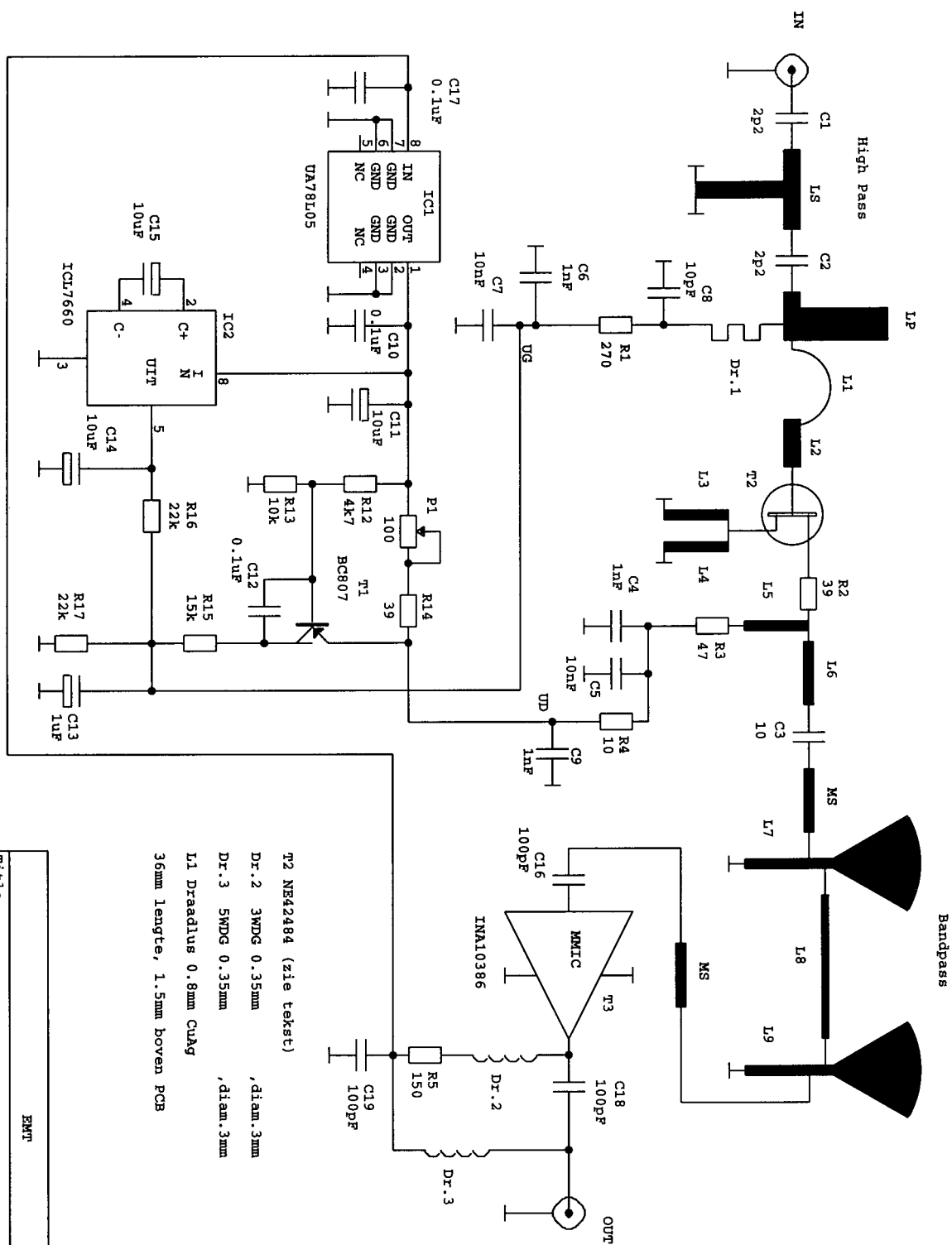
De versterker werd gesimuleerd en geoptimaliseerd met behulp van Series IV/PC van HP EEsosf.

Schema

Het driepolige highpass-filter wordt gevormd door C1, C2 en de als printspoor uitgevoerde inductieve stub LS. Voor C1 en C2 werd gebruik gemaakt van het type ATC100. Omdat een 'echte' condensator niet alleen met behulp van de parameter 'capaciteit' kan worden gekarakteriseerd moeten zoveel mogelijk eigenschappen in een 'model' worden gevangen. Veel fabrikanten leveren tegenwoordig alle relevante meetgegevens. Voor de simulatie van deze versterker werd dan ook van deze gegevens gebruik gemaakt.

De kantelfrequentie van het filter is ongeveer 1 GHz. Hieronder bedraagt de verzwakking 18 dB per octaaf.

LP in combinatie met L1 + L2 verzorgt de ingangsaanpassing voor minimale ruis. Dit houdt in dat er enige misaanpassing aanwezig is (zie $S(1,1)$ in figuur 4). In de layout



(figuur 9) is LP opgedeeld in LP(A) en LP(B) om optimale ruisaanpassing te verkrijgen voor respectievelijk de FHX35LG en de NE42484. Door L1 uit te voeren als een stuk draad boven het teflon substraat zijn de verliezen zeer gering. L3 en L4 stellen in het schema de source tegenkoppeling voor.

Deze tegenkoppeling zorgt samen met de combinatie R2/L5/R3 voor onvoorwaardelijke stabiliteit.

Op deze stabiliteit kom ik straks terug. L3 en L4 zijn in werkelijkheid nog verder opgedeeld. Zo is L3 vanuit één van de twee source-aansluitingen gezien eerst een stukje printspoor. Hiermee in serie staan twee parallel geschakelde draadstukjes met een dikte van 0.8 mm en een lengte van 0.79 mm (dikte PCB).

L4 is vanuit de andere source-aansluiting gezien ook eerst een stukje printspoor met in serie een stukje draad. Vanuit de FET gezien vormt dus de parallelschakeling van L3 en L4 de uiteindelijke waarde voor deze tegenkoppeling. Omdat de source voor DC gewoon aan massa ligt is een bias-schakeling nodig om de FET van een negatieve gate-spanning te voorzien. Deze schakeling werd ook ontleend aan het bewuste Dubus artikel. Het gaat hier om een actief bias-circuit, waarbij T1 in een tegenkoppeling met de FET is opgenomen en een constante stroom door de FET bewerkstelligt. T1 houdt een vaste spanning over R14/P1 door het regelen van de negatieve gate-spanning van de FET. De drain-spanning wordt bepaald door R12 en R13. P1 dient voor de stroominstelling. IC1 is een 5V-stabilisator en IC2 wekt de negatieve spanning op. C13 zorgt voor een tijdvertraging van 10 ms en onderdrukt de 1 kHz-rimpelfrequentie van IC2.

K-factor

Onvoorwaardelijke stabiliteit betekent dat de versterker aan de ingang en/of uitgang alle mogelijke complexe impedanties mag zien en toch niet zal gaan oscilleren op de één of andere frequentie. Een belangrijke maat voor deze stabiliteit is de Rollett stability-factor (kortweg de K-factor), die voor onvoorwaardelijke stabiliteit groter dan één moet zijn. Soms geeft

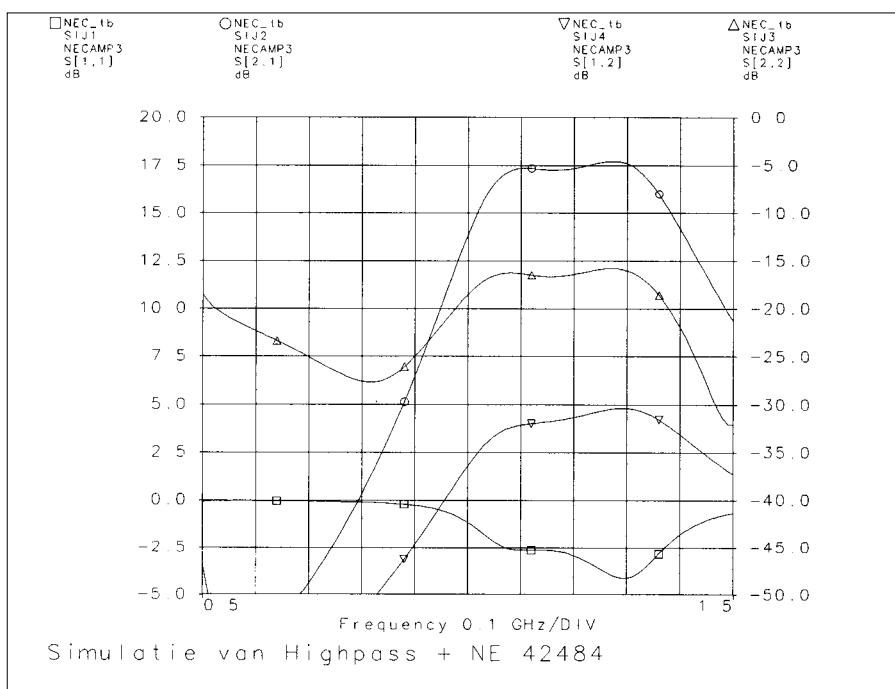
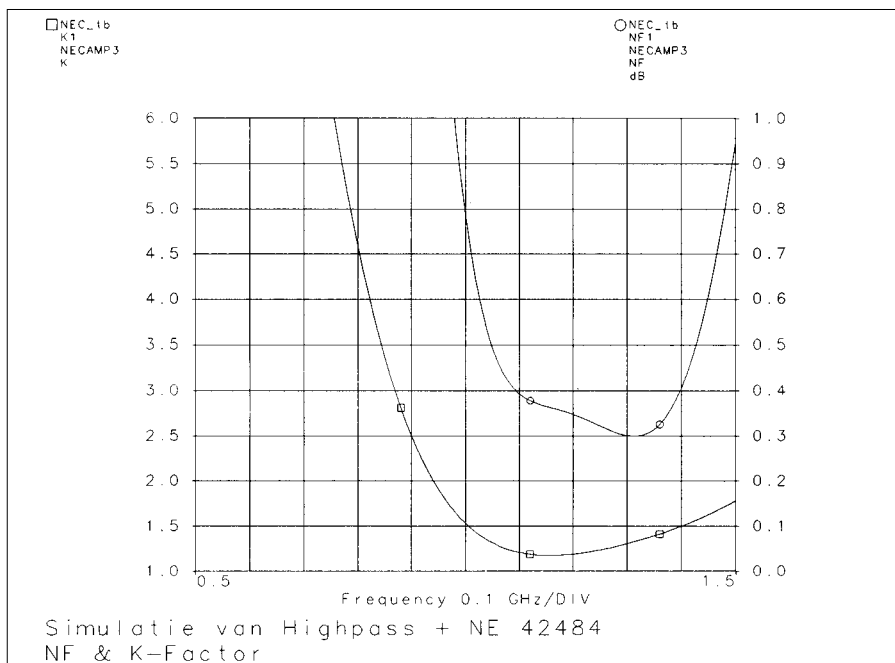


Fig.3 en 4:
Simulaties van het hoogdoorlaatfilter in combinatie met de HEMT

de fabrikant behalve de S-parameters alvast de K-factor voor een bepaalde frequentie, juist om snel een idee te krijgen of een bepaald device in een schakeling zinvol is. Geeft de fabrikant deze K-factor niet, dan is vanuit de S-parameters deze waarde overigens snel te berekenen. De voornoemde source-tegenkoppeling is te beïnvloeden door de source niet zo 'hard' mogelijk te aarden, maar via een kleine omweg. Deze omweg verhoogt de impedantie die de source

naar massa 'ziet'. Dit kost wat versterking maar daar kan best iets van worden ingeleverd en omdat er geen 'echte' weerstand wordt gebruikt ontstaat geen verslechtering van de ruisfactor. Een nadeel van een te sterke source-tegenkoppeling is dat de stabiliteit voor de lagere frequenties dan wel is opgelost, maar er bijvoorbeeld boven 8 GHz instabiliteit dreigt.

Het is dus van belang tijdens het ontwerpen het gehele frequentiegebied

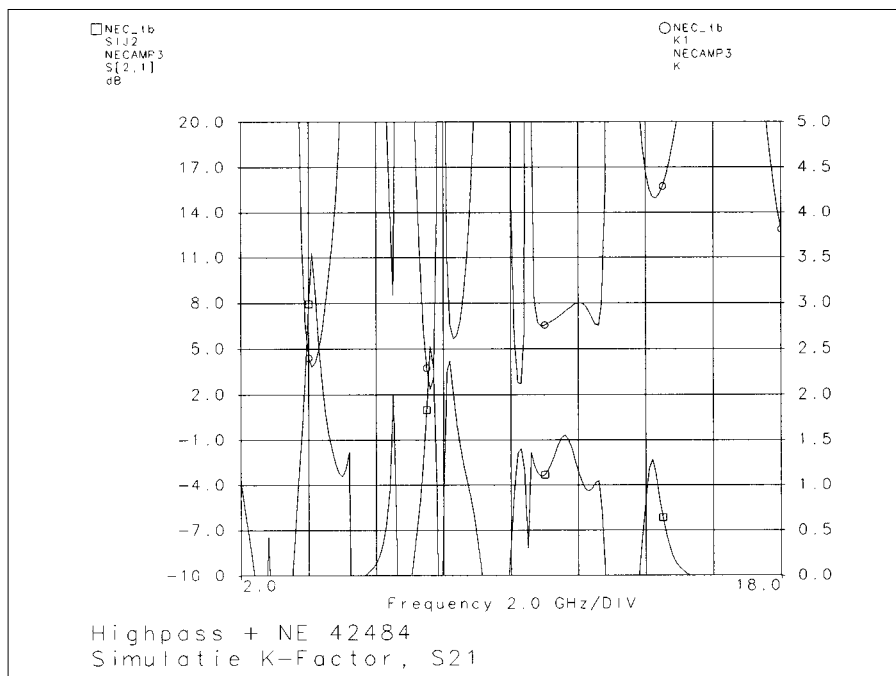


Fig.5
Simulatie van de K-factor

te controleren. Omdat de fabrikant S-parameters tot 18 GHz geeft, kan tot deze frequentie de K-factor worden bepaald. Het zal nu ook duidelijk zijn waarom bij L4 maar één stukje draad naar massa gaat; een tweede exemplaar zou de tegenkoppeling verkleinen waardoor de K-factor op 23 cm weer achteruit zou gaan!

Voor de simulatie van de K-factor tot 18 GHz was het uiteraard noodzakelijk ook voor R2 meetgegevens te gebruiken. Ik koos in dit geval de RCWP-serie van de fabrikant Dale (1206 behuizing en een tolerantie van 5 %). Voor een 'ideale' weerstand laat de simulatie namelijk boven circa 14 GHz een K-factor <1 zien in diverse frequentiesegmenten. De uitgangsaanpassing naar 50 Ω wordt gevormd door L6, terwijl C3 de aanwezige gelijkspanning blokkeert.

Dr.1 is een smoorspoel van een kwart golflengte die in samenwerking met C8 op het knooppunt Dr.1 en LP voor de 23 cm-band een hoge impedantie heeft.

Op deze wijze wordt de negatieve gate spanning toegevoerd zonder het 23 cm-ingangssignaal te verzwakken.

Een overzicht van de simulatiegegevens van dit deel van het schema is te zien in de figuren 3 en 4. Figuur 5

geeft een indruk van de stabiliteit in het gebied tussen 2 en 18 GHz.

De sporen MS hebben een karakteristieke impedantie van 50 Ω en vormen de verbindingen naar het bandfilter en de MMIC. Het bandfilter is ook voor een 50 Ω -systeem ontworpen. L7 vormt met de 'radial stub' (het wafeltje in het schema en de

layout) een afgestemde kring, waarbij L7 hoofdzakelijk de 'L' van de kring vormt en de stub voornamelijk de 'C'.

Hetzelfde geldt voor L9 met z'n 'radial stub'. De twee kringen zijn gekoppeld door L8. In figuur 6 zijn de eigenschappen van dit filter weergegeven. Via C16 bereikt de gefilterde frequentieband een INA 10386. Dit is een low-noise silicon bipolar Monolithic Microwave Integrated Circuit (MMIC). Eigenschappen zijn onder andere 26 dB typical gain bij 1.5 GHz, 10 dBm P1dB typical bij 1.5 GHz, onvoorwaardelijk stabiel ($K > 1$). Het ruisgetal op 1.3 GHz is circa 3.8 dB, de voedingsspanning $V_d = 6.0$ V, stroom typ. 45 mA. Zie figuur 7 voor de versterking $S(2,1)$, ingangsaanpassing $S(1,1)$, uitgangsaanpassing $S(2,2)$ en terugwerking $S(1,2)$ tussen 0.5 en 1.5 GHz.

In figuur 8 is de gesimuleerde versterking en aanpassing van de totale versterker te zien tussen 1.24 en 1.34 GHz.

Voor R5 is een waarde van 150 Ω gekozen. Let op: uit het schema blijkt dat de spanningstoevoer via de coaxkabel loopt, waarbij een satellietontvanger de voeding verzorgt. Wanneer de antenne zowel voor zenden als ontvangen wordt gebruikt

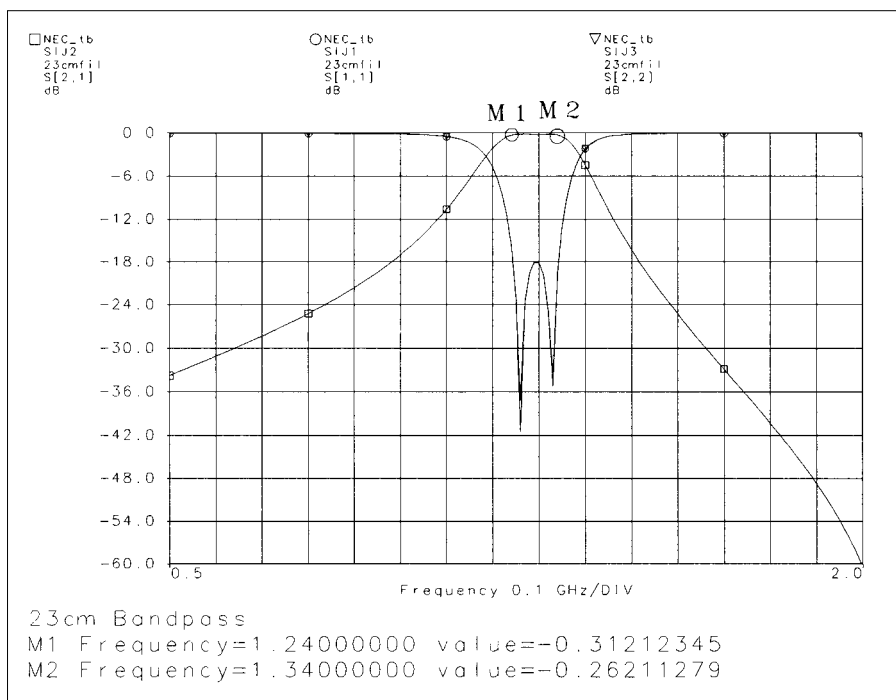


Fig.6
Karakteristieken bandfilter

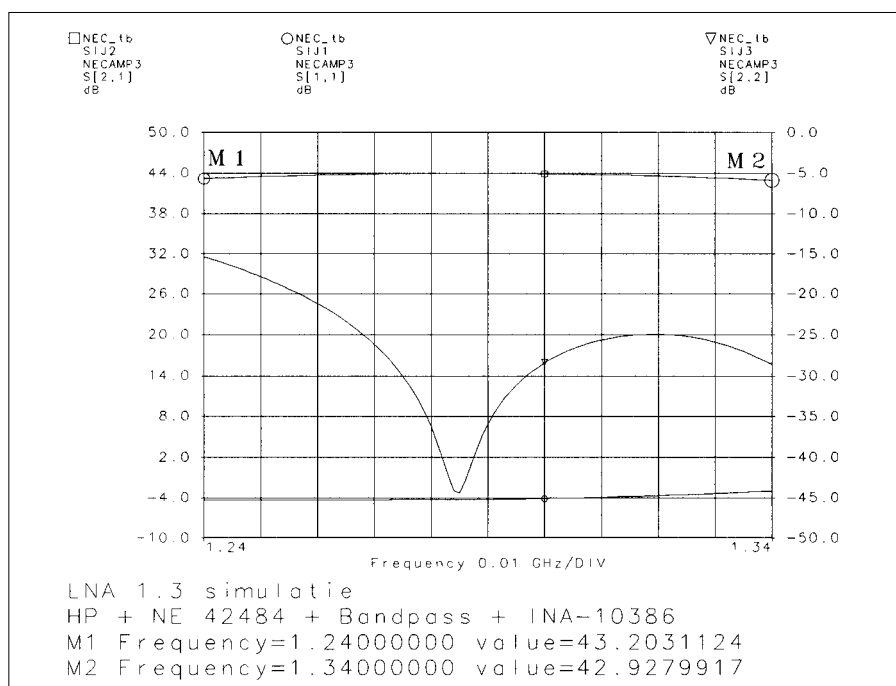
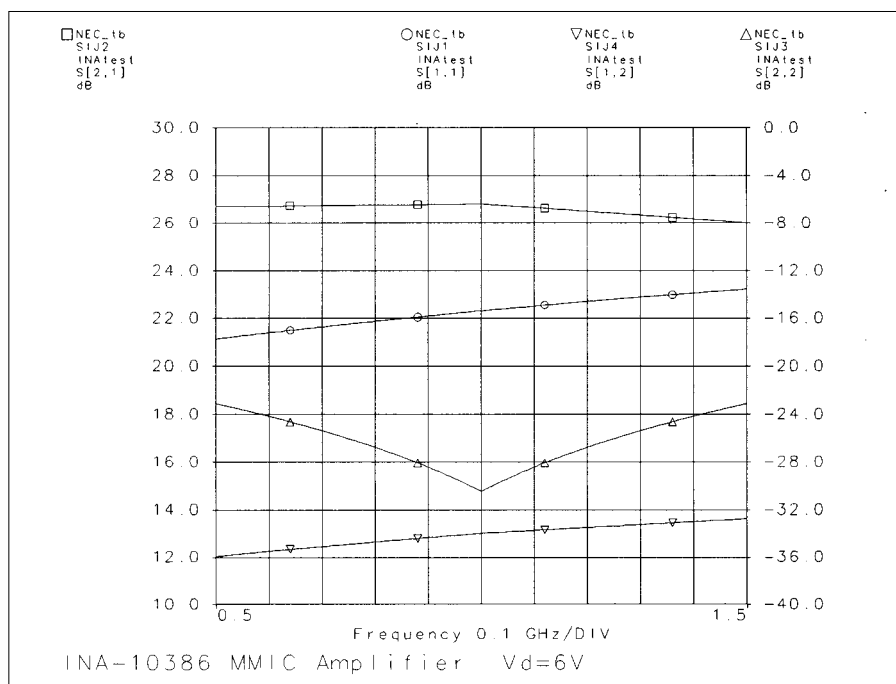


Fig.7 en 8
Karakteristieken van de MMIC en de prestaties van de totale LNA

en een antennerelais nodig is, moet een aparte voedingskabel voor de versterker worden gebruikt. Zie ook het betreffende gedeelte hierover bij de bouwaanwijzingen. Hierbij is uitgegaan van 13 V en alleen dan is de waarde voor R5 correct. Wanneer de ontvanger 18 V levert moet de waarde van R5 worden verhoogd tot circa 270 Ω . Een nadeel is dan wel dat deze weerstand meer moet kunnen dissiperen, omdat in plaats van 0.315 W er 0.54 W in

warmte wordt omgezet (de HEMT heeft z'n eigen stabilisator, zodat de hogere spanning geen invloed heeft op dit deel van de schakeling). De combinatie C19, R5 en Dr.2 resulteert in een voldoende hoge impedantie aan het knooppunt T3, C18. Ook Dr.3, die de via de kabel getransporteerde DC-spanning laat passeren, vormt een hoge impedantie voor het uitgaande RF-sigitaal. Hierdoor wordt het versterkte 23 cm-sigitaal niet merkbaar door deze net-

werken belast.

Ruisgetal

Het gesimuleerde ruisgetal van het eerste deel van de schakeling (high-pass + NE 42484) bedraagt minimaal 0.3 dB en maximaal 0.35 dB tussen 1.2 en 1.35 GHz. Het ruisgetal van de INA 10386 (3.8 dB) heeft tot gevolg dat het ruisgetal voor de complete versterker iets omhoog gaat. We komen dan uit op een waarde van minimaal 0.41 dB en maximaal 0.46 dB als ruisgetal.

Maar wat gebeurt er wanneer de antenne ook in het totale systeem wordt betrokken? Om dit in te kunnen schatten is het nodig om met ruistemperatuur te werken. Voor ATV-ontvangst kijkt de antenne in principe naar de horizon en 'ziet' daardoor zowel een stuk van de Aarde als van de atmosfeer.

Als ruistemperatuur van de Aarde nemen we 290 Kelvin aan. Verder wordt voor de atmosfeer meestal een waarde van 17 K gerekend.

Onze antenne –naar de horizon kijkend– ziet ongeveer de halve Aarde en de halve atmosfeer. Dus $T_{\text{antenne}} = 0.5 \cdot 290 + 0.5 \cdot 17 = 150$ K. Hier kunnen we niet aan ontkomen! Wanneer het ruisgetal van de versterker wordt omgerekend naar ruistemperatuur komen we uit op circa 33 K in het ongunstigste geval. $T_{\text{systeem}} = ((10^{(F_{\text{systeem}} \cdot 0.1)}) - 1) \cdot 290$ Het handige van het werken met ruistemperatuur is dat de afzonderlijke waarden kunnen worden opgeteld. In ons geval komen we uit op $150 + 33 = 188$ K. Deze nieuwe ruistemperatuur is nu weer terug te rekenen naar ruisgetal: $F_{\text{systeem}} = 10 \cdot \log((T_{\text{systeem}}/290) + 1)$

Het systeemruisgetal is door het betrekken van de antenne in de berekening toegenomen tot 2.17 dB! Hoeveel slechter zou het systeemruisgetal inclusief antenne worden als de versterker in plaats van 0.46 een waarde van 1 dB als ruisgetal zou hebben?

$T_{\text{systeem}} = 75.1$ K Inclusief antenne $75.1 + 150 = 225.1$ K Naar ruisgetal teruggerekend vinden we 2.49 dB.

Bouw van de schakeling

De versterker past in een blikken

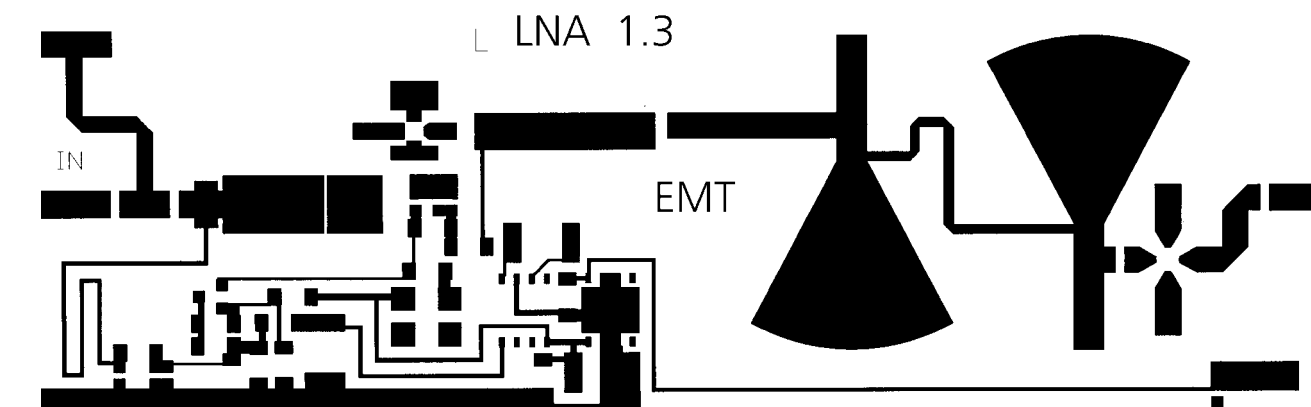
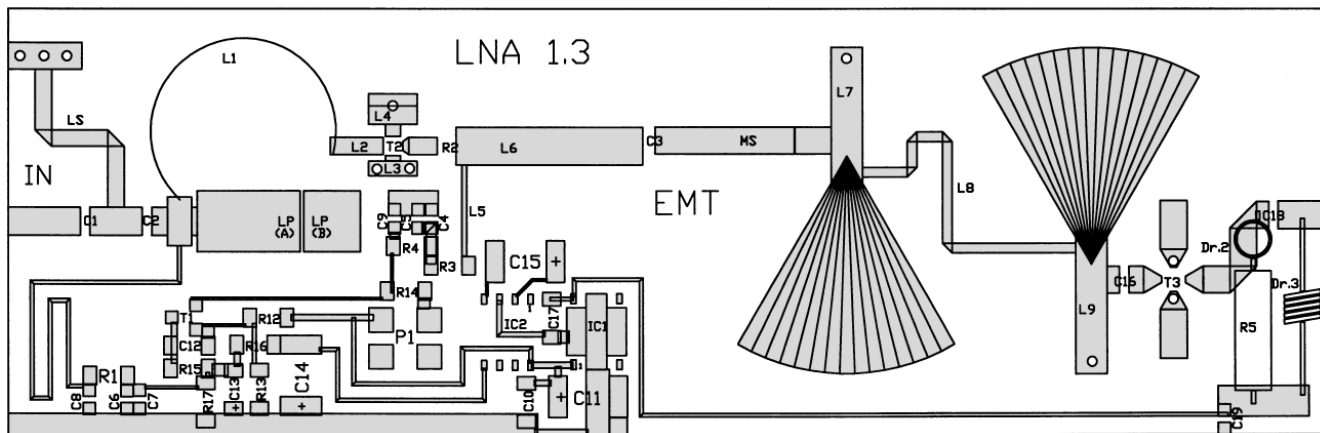


Fig.9-10
Print layout en componentenopstelling van de 23 cm low noise voorversterker

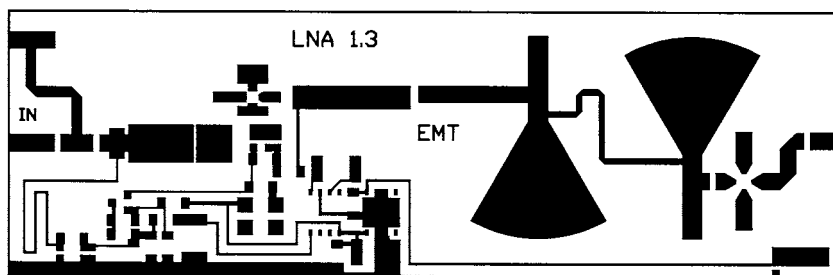


Fig.11
Print layout, schaal 1:1

doosje van 35 x 110 x 30 mm. Wie bovendien nog een oude Swedish Microwave LNB-behuizing heeft, hier past de versterker precies in en het zou een goede oplossing voor een waterdichte behuizing zijn... Wanneer de versterker in combinatie met een antennerelais wordt gebruikt moet de voedingsspanning via een apart kabeltje aan de versterker worden toegevoerd, aangezien bij het omschakelen van ontvangst naar zenden de voedingsspanning in geen geval mag worden afgescha-

keld. Voor een HEMT is op de gate een vermogen van ten hoogste 10 mW in ingeschakelde toestand toelaatbaar. Voor een 'normale' GaAs-FET zoals de MGF1302 is dit 100 mW. Het zal duidelijk zijn dat het coaxrelais zo weinig mogelijk overspraak moet hebben. Voor bijvoorbeeld 20 W HF moet de overspraakdemping < 43 dB zijn om minder dan 10 mW aan de gate te kunnen halen! Wanneer de voedingsspanning is afgeschakeld is slechts 1 mW aan de gate toelaatbaar.

Als printmateriaal is RT Duroid type 5870 met een $\epsilon_r = 2.33$ (o.a. Rogers) en een dikte van 0.79 mm gebruikt. Bijna alle onderdelen zijn SMD-typen, uitgezonderd R5, Dr.2, Dr.3 en L1 (zie stuklijst). Dr.3 is uiteraard niet nodig als de versterker via een apart kabeltje wordt gevoed. Er is dan wel een doorvoer van 1 nF nodig. Bovendien is het dan ook verstandig hiermee in serie een diode te plaatsen ter beveiliging (niet in het schema aangegeven). Het teflon PCB heeft als afmetingen 35 x 109 mm. De componentenopstelling is weergegeven in figuur 9.

De platine moet als eerste precies op maat gemaakt worden. Neem als 'mal' een van de deksels van de behuizing. Nu zijn de zijwanden 0.5 mm dik, zodat de breedte en lengte van de platine precies 1 mm minder moet zijn dan de binnenmaten van de deksel. Het is handig om ter controle van de juiste maat de zijwanden van de behuizing te gebruiken. Aan de hand van de teflon platine kan worden bepaald waar de N-connectoren moeten worden bevestigd.

Nu kunnen de juiste uitsparingen in het blik worden gemaakt voor de connectoren (kleine flens!)

De behuizing kan vervolgens in elkaar worden gesoldeerd, waarna de passing van de platine gecontroleerd en eventueel nog wat kan worden bijgewerkt.

De gaten voor de massaverbindingen worden geboord met 0.9 mm en doorgecontacteerd met 0.8 mm verzilverd draad. Voor LS drie stuks, L3 heeft er twee, L4 een (1 mm vanaf het uiteinde), de massazijde van C4,C5 en C9 zitten aan een vlakje dat ook aan massa moet, L7 en L9 elk één maal (1mm vanaf het uiteinde), T3 twee stuks. Monteer alle SMD-weerstanden, vervolgens IC1, IC2 en de condensatoren. Let op de polariteit van de tantaal condensatoren. L1 bestaat uit verzilverd draad met een doorsnede van 0.8 mm en een lengte van 36 mm. Op 1 mm vanaf de uiteinden de draad onder een hoek van 45 graden omzetten en de draad als geheel in een halve cirkel buigen en zodanig monteren dat de draadlus parallel aan de platine ligt en de afstand tussen draadlus en platine 1.5 mm is.

N- connectoren in de behuizing monteren, platine op de aansluitstiften van de N-connectoren laten rusten en de platine aan beide zijden aan de behuizing solderen. Hierna de connectoraansluitingen aan de 50 Ω in-

en uitgangslijnstukken solderen. Voordat de HEMT kan worden gemonteerd controleren we de bias-schakeling: P1 instellen op 20 Ω en een testweerstand van 100 Ω tussen de plaats waar de drainaansluiting voor de FET zit, en massa. Nu kan een spanning van 12 V aangesloten worden op de ingang van IC1. Op de uitgang van IC1 moet dan 5 V aanwezig zijn, aan de gate aansluiting (R17) -2.5 V. De collector van T1 -2.5 V, de emitter 3.9 V en aan de basis 3.4 V. Over de testweerstand moet een spanning van 2.0 V meetbaar zijn. Tenslotte -5 V aan Pin 5 van IC2. Wanneer dit in orde is (+/- 200 mV), kan de testweerstand weer worden verwijderd.

Wanneer als HEMT de NE 42484 wordt gebruikt moeten LP(A) en LP(B) worden doorverbonden. (over de gehele breedte met behulp van een smal stukje koperfolie solderen) Voor de FHX35LG is alleen LP(A) nodig, een doorverbinding is dan niet van toepassing.

Identificatie van de gate is voor de NE 42484 eenvoudig. De letter W is als opdruk aanwezig. De gate zit nu rechts van deze letter en de drain links (in een Chaparral Ku-band LNB met een LO van 9.75 GHz zijn overigens drie van deze devices aanwezig).

Let bij gebruik van de FHX35LG op het schuine kantje als gate-identifica-

tie. De RF-ingang van de INA 10386 is trouwens ook herkenbaar aan het schuine kantje.

De overige onderdelen kunnen nu worden ingesoldeerd, hierna de INA 10386 en als laatste de HEMT. Niet met de pincet aan de gate komen (optillen aan de source of de drain)! Verder de bekende voorzorgen in acht nemen. Aarde-aansluiting van het (Weller) soldeerstation met de versterkerbehuizing verbinden, niet vergeten jezelf ook op dit punt te aarden en snel solderen (<5 sec).

Na het aansluiten van de voedingspanning met P1 de stroom op circa 20 mA instellen. De spanningsval over R4 is dan 200 mV.

Er moet nu een spanning van 2 V meetbaar zijn aan de drain-aansluiting, -0.2 V aan de gate. Aan de emitter van T1 circa 4 V. Alleen voor diegenen, die ruismetingen kunnen uitvoeren is het zinvol te proberen met P1 en hoogtevariatie van L1 het ruisminimum te verifiëren. Ook zonder afregeling zal het ruisgetal maximaal 0.1 dB slechter zijn dan het mogelijke minimum, dit vanwege het kleine afregelbereik van de draadlus.

Referentie
HEMT-LNA's for 23 cm
Rainer Bertelsmeier, DJ9BV
Dubus 4/1993 pag. 47 - 60

STUKLIJST LNA 1.3			
Onderdeel	type / waarde		
T1	BC807	SOT-23	PNP
T2	NE42484	(zie tekst)	HEMT
T3	INA10386	(zie tekst)	MMIC
IC1	uA78L05	SO-8	Regulator
IC2	ICL7660	SO-8	Inverter
C1,2	2.2pF	ATC100A	Chip-C
C3,16,			
18,19	100pF	0805	SMD-C
C4,6,9	1000pF	0805	SMD-C
C5,7	10nF	0805	SMD-C
C8	10pF	0805	SMD-C
C10,12,17	100nF	1206	SMD-C
C11,14,15	10uF	1210	SMD-Elco
C13	1uF	1206	SMD-Elco
R1	270	1206	SMD-R
R2,14	39	1206	SMD-R
R3	47	1206	SMD-R
R4	10	1206	SMD-R
R5	150	weerstand min. 1/2 W	
R12	4.7k	1206	SMD-R
R13	10k	1206	SMD-R
R15	15k	1206	SMD-R
R16,17	22k	1206	SMD-R
P1	100		SMD-Pot
PCB	Teflon RT Duroid Type 5870 Er = 2.33 Dikte: 0.79 mm. Afm.:35x109mm		
Behuizing	35x110x30mm (standaard blikken behuizing)		

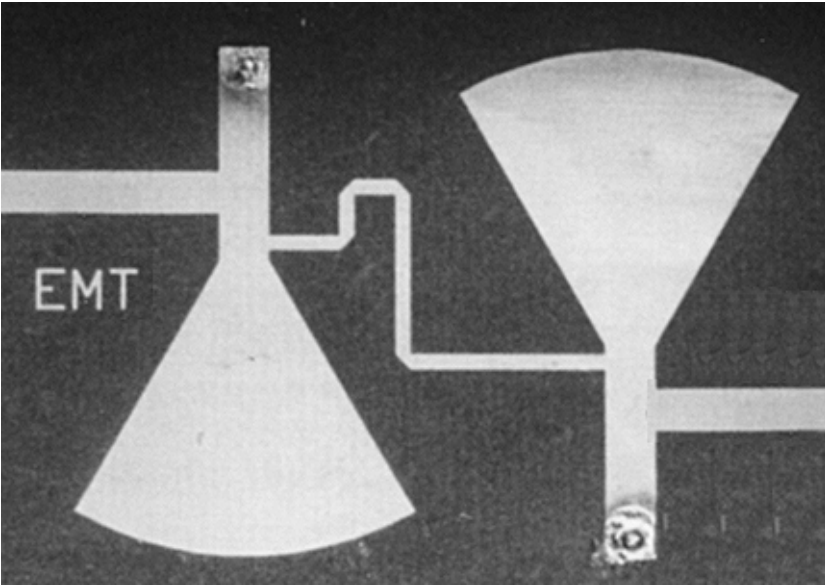


Fig. 12
Detailfoto van het bandpass filter

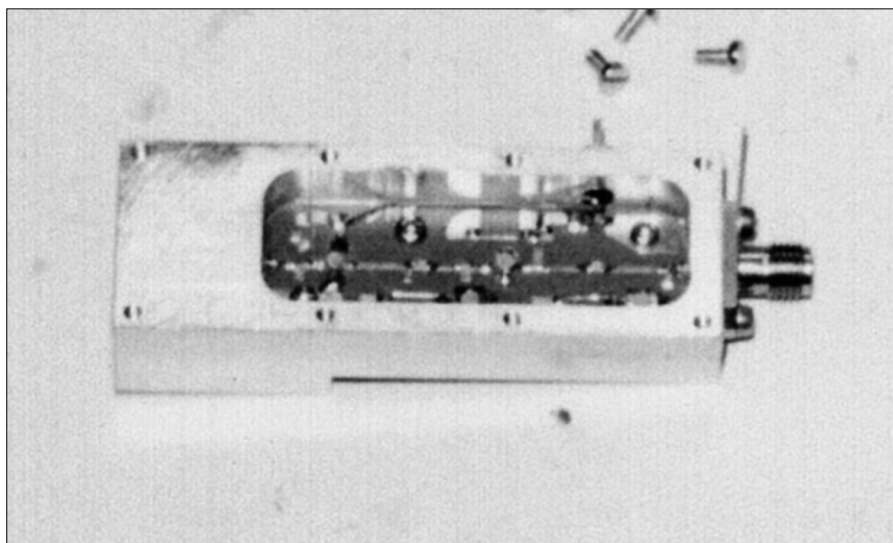
Natuurlijk, we ontkomen er niet aan. 10 GHz begint in sommige delen van Nederland al drukbevolkt te raken. De alternatieven? 23 of 13 cm of nog hoger?

We kwamen in Portugal Luis Cupido tegen, die momenteel druk bezig is een ATV-repeater te bouwen voor 10 en 24 GHz.

In dit nummer van Repeater de door Luis ontwikkelde actieve frequentieverdubbelaar.

Laag geprijsde GaAs-FET's zijn, zo is in de praktijk gebleken, goed te gebruiken voor frequentie vermenigvuldigers naar 24 GHz. GaAs-FET's, die gewoonlijk in de TVRO-industrie gebruikt worden, zijn goed bruikbaar op 24 GHz, ondanks dat ze maar tot 18 GHz gespecificeerd zijn (een enkeling tot 20 GHz). Met sommige typen is met veel geduld bij het optimaal afregelen een vermogen tot zo'n 20 milliWatt te realiseren. De hier beschreven module is voor veel doeleinden te gebruiken, zoals een Local Oscillator bij een fundamental mixer, als ATV-stuurzender voor 24 GHz en voor degenen die het nog hogerop zoeken (47 GHz) kan deze schakeling ook interessant zijn.

Omdat de GaAs-FET's zoals eerder gezegd niet tot 24 GHz gespecificeerd zijn, is het onbekend wat de in- en uitgangsimpedanties op deze frequentie zullen zijn (we kunnen deze alleen maar bij benadering inschatten). In het ontwerp wordt gebruik gemaakt van 50 Ohm-lijnen voor de onderlinge verbindingen. Daarom zal voor het optimaliseren van de schakeling gebruik gemaakt moeten worden van kleine stubs die op verschillende punten voor de optimalisering moeten zorgen. Dit geeft al aan dat de bouwer ervaring moet hebben op dit gebied en bovendien over een



*Fig. 1
Van Luis ontvingen we deze (helaas onduidelijke) foto van een gebouwde verdubbelaar*

ruime portie geduld moet beschikken.

Beschrijving

In het ontwerp wordt gebruik gemaakt van twee FET's. De eerste dient als buffer voor het aangeboden 12 GHz-sigitaal, de tweede fungeert als actieve frequentieverdubbelaar. Doordat gebruik gemaakt wordt van 50 Ohm-lijnen is het mogelijk verschillende typen FET te gebruiken.

Bij ieder exemplaar zal afstemming van de lijnen moeten plaatsvinden voor de juiste aanpassing. Bij prototypen is gebruik gemaakt van de typen MGF1303 en de MGF1425, waarbij na een groffe afregeling al snel een uitgangsvermogen behaald werd van +10 dBm. Door de stroom door de FET's te verhogen zal het uitgangsvermogen kunnen toenemen tot +15 dBm, maar de gebruikte FET zal dan ook snel de grenswaarde bereiken. Als u niet veel FET's in voorraad heeft of niet van GaAs-rook houdt kunt u deze experimenten beter achterwege laten (hi).

Alle componenten die nodig zijn voor de voeding van de unit zijn niet in de behuizing ondergebracht, dit om te besparen op de teflon print en om een zo compact mogelijke verdubbelaar te krijgen.

Voor de behuizing zijn vele varianten

denkbaar, maar bij ons is de in figuur 6 afgebeelde behuizing (met een SMA-ingangsconnector en een golfpijp uitgang) de meest gangbare.

Voor de uitkoppelsonde is gebruik gemaakt van een stukje UT085-semi rigid zonder afscherming, dat via een passend gaatje in de golfpijp uitkomt. De tekening spreekt wat dat betreft voor zich. De overgang van de strip-line naar de golfpijp gebeurt in dezelfde ruimte als waar de printplaat gemonteerd moet worden, parallel aan de bodem van de behuizing. Deze manier van monteren resulteerde in de minste terugkoppelverliezen en voldeed beter dan de normaliter gehanteerde uitkoppeling onder een hoek van 90 graden.

Bouw

De print is ontworpen voor RTDuroid 5870 met een dikte van 0,25 mm. Als eerste moeten de gaten aangebracht worden voor de 1,5mm-schroeven waarmee de printplaat in de behuizing gemonteerd wordt. Soldeer hierna de printplaat op een 0,8 mm dikke koperplaat, die precies op maat gemaakt is voor montage in de behuizing. Vrij indien nodig de printplaat bij voor een exacte maatvoering. Nadat de eventueel aanwezige hars verwijderd is, is de print gereed voor het monteren van de componenten. Voordeel van deze

12GHz / 24GHz Active doubler. CT1DMK

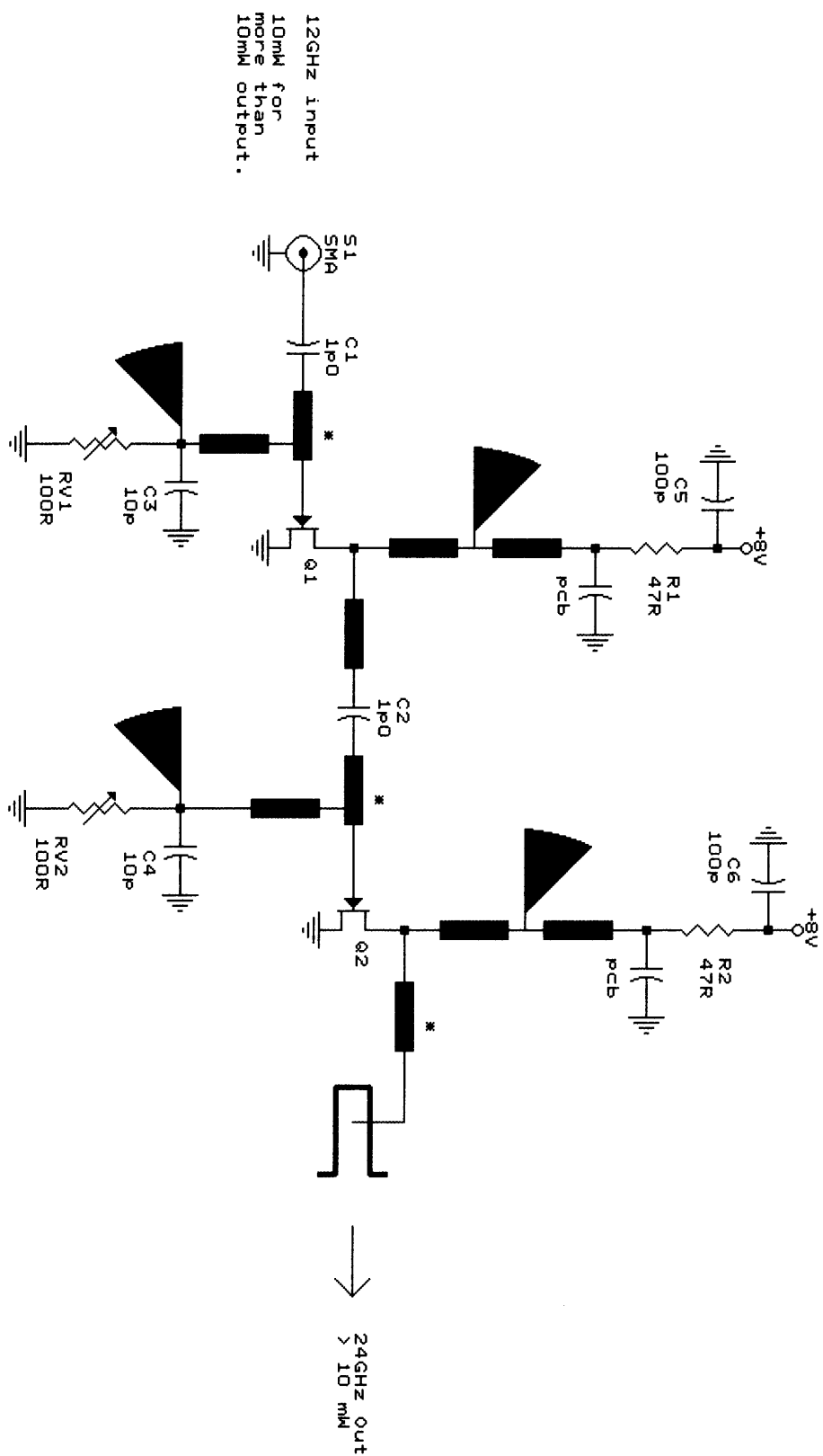


Fig.2
Schema van de door CT1DMK ontwikkelde verdubbelaar

methode is dat de printplaat zonder problemen zo vaak als nodig eenvoudig uit de behuizing gahaald kan worden. De eenvoudigste manier voor het monteren is dan ook buiten de behuizing. De massaverbinding van de FET's is een nauwkeurig karwei. Deze moet gelegd worden exact daar waar de keramische behuizing eindigt (dit om de massaverbinding zo kort mogelijk te maken). Volg voor het monteren van de componenten (en speciaal bij de GaAs-FET's) de algemeen gangbare richtlijnen, zoals die al in zoveel artikelen gepubliceerd zijn.

Modificatie van een LNB-DRO

LNB's, die gebruikt worden voor ontvangst van de DBS-satellietband, maken gebruik van Local Oscillators (LO) op 11.475 en 11.000 GHz. In sommige LNB's, speciaal de al wat oudere dualband typen, hebben aparte printjes voor de twee oscillators. Deze printjes kunnen gebruikt worden voor de aansturing van de beschreven verdubbelaar. De printjes

kunnen daarvoor in een aparte aluminium behuizing gemonteerd worden. Hierna moet de LO-frequentie aangepast worden met een nieuw pilletje of door het afslijpen van de aanwezige pil. Tests met een Siemens-pil waren zeer bevredigend. De meeste oscillators, waarbij veelal gebruik gemaakt wordt van een MGF 1302, gaven een output van +7 dBm, wat voldoende vermogen is voor het aansturen van de verdubbelaar. Een alternatief en speciaal voor ATV ontwikkeld is het ontwerp van Denys Roussel, F6IWF, dat beschreven is in het artikel 'A 10 GHz ATV transmitter stabilized by a dielectric resonator' uit VHF Communications 2/92 (of UKW Berichte 3/92). Let wel op dat de frequentiezwaaai gehalveerd moet worden!

Tenslotte
De verdubbelaar is verschillende keren getest in een wideband-mode en alle met zeer goede resultaten. Bij het prototype werd gebruik gemaakt van een LO uit een oude

SPC-LNB en een verdubbelaar zoals die hiervoor beschreven is. Het gemeten maximale uitgangsvermogen bedroeg 15 milliWatt (bij een configuratie met een MGF 1302 en een MGF 1425).
Andere modules, zoals versterkers, worden op dit moment ontwikkeld en zijn gebaseerd op de hier gebruikte ideeën, met de in-en uitgangen op dezelfde posities als in de hier gebruikte behuizing. In toekomstige artikelen zullen deze experimenten gepubliceerd worden.

Ik ben er van overtuigd dat de resultaten met een of twee dB verbeterd kunnen worden, maar zoals eerder gezegd vereist dit veel geduld en ervaring. Er is genoeg ruimte voor meer experimenten met de unit.

Veel succes met de nabouw!
Luis Cupido, CT1DMK
Email: cupido@mail.ua.pt

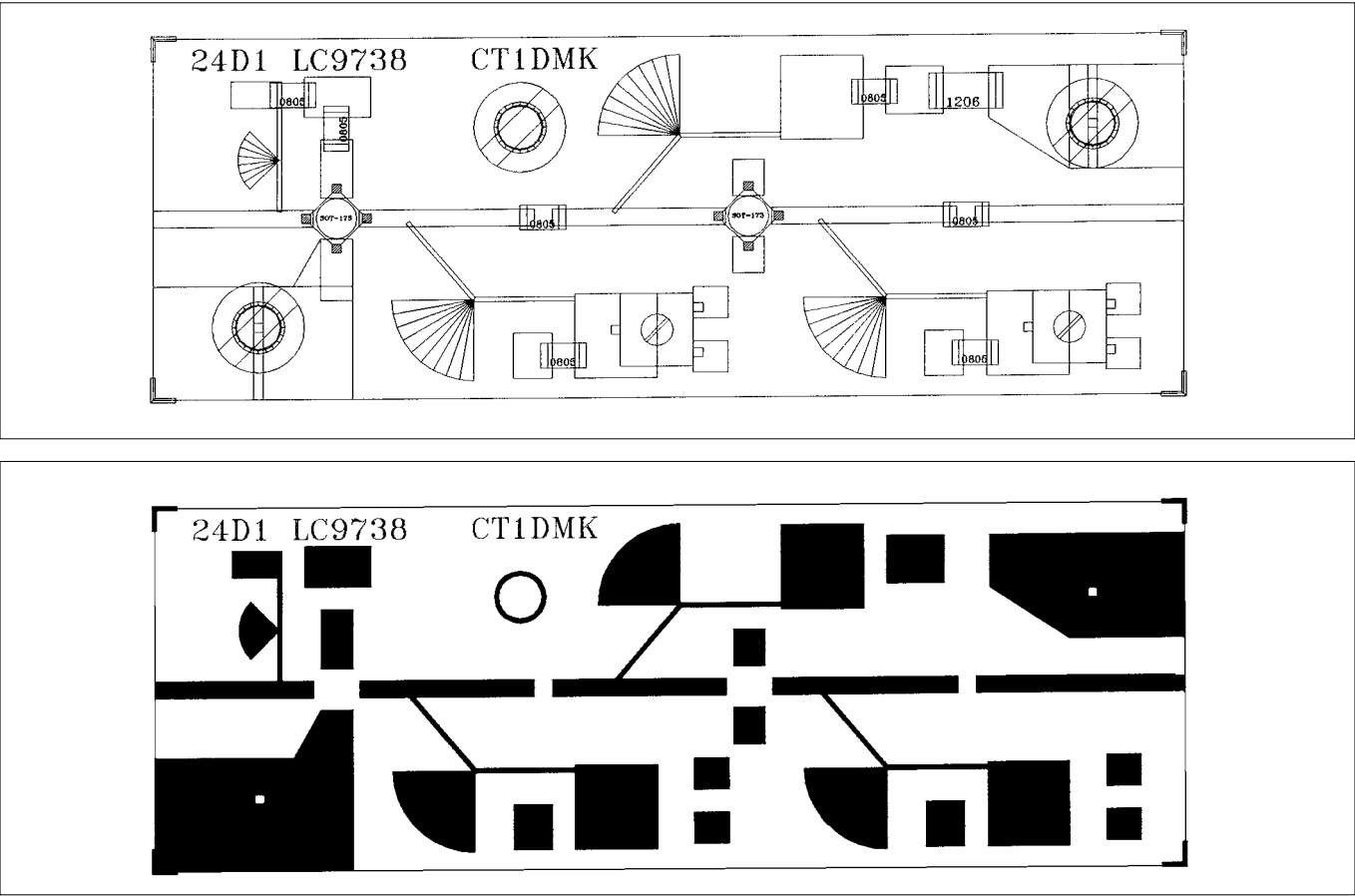


Fig 3 en 4
Print layout en componentenopstellingen 24 GHz-verdubbelaar (schaal 4:1)

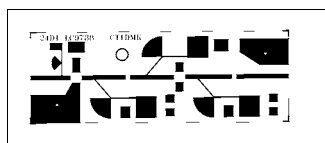


Fig.5
Print layout verdubbelaar, schaal 1:1

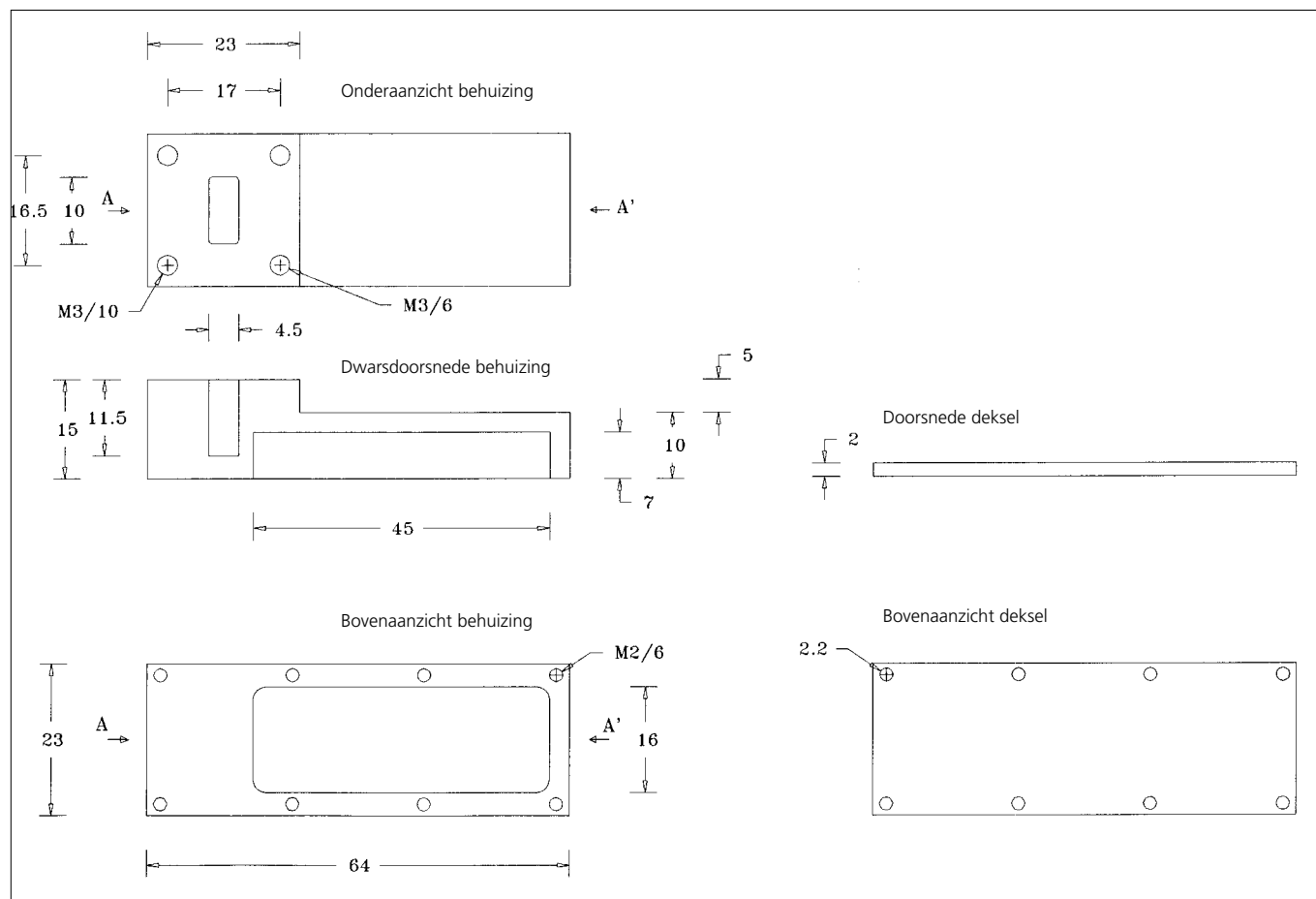


Fig.6
Bouwtekening van de aluminium behuizing, schaal 1:1

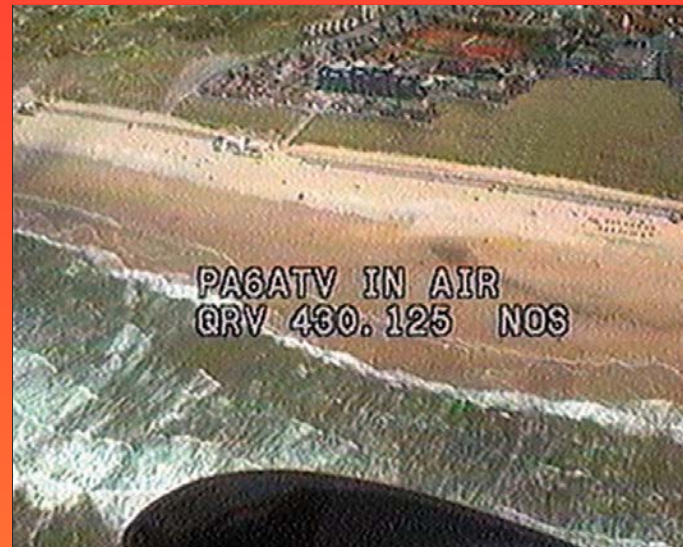
Bijdragen voor Repeater

De redactie van Repeater is op zoek naar amateurs, die ons kunnen voorzien van beeldmateriaal van ontvangen ATV-stations, (buitenlandse) repeaters, etc. Of heeft u een interessant artikel voor uw mede-amateurs? Neem dan contact op met de redactie!

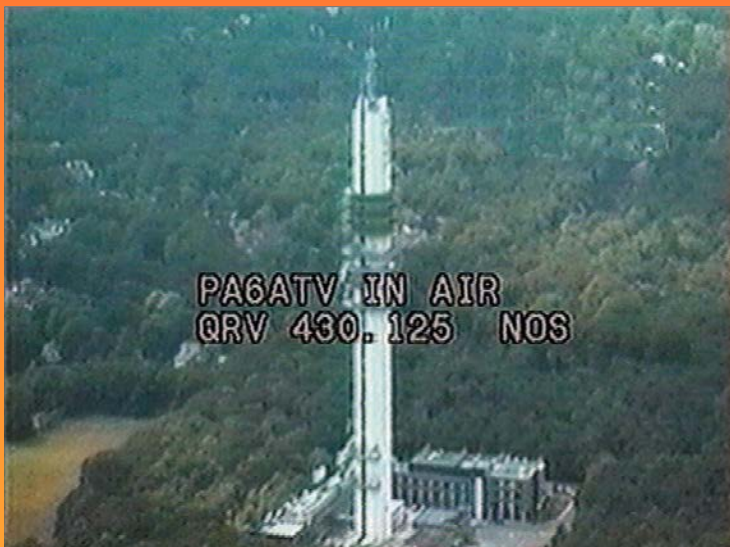
CCH Media

Gibbon 14
1704 WH Heerhugowaard
Tel.072-5720993 (ook 's avonds) Fax.072-5720992
Email: repeater-nl@rocketmail.com

Nader bekeken



PA6ATV on air!



PA6ATV was een initiatief van enkele verwoede ATV'ers die tijdens de 'Europese Radio-onderde markt' actief was op 23 cm onder andere vanuit een vliegtuig. De hier afgebeelde foto's zijn afkomstig van PE1PZN, die op 11 juli met zijn antenepark het vliegtuig geruime tijd kon volgen. Hier afgedrukt fraaie beelden van de Noordzee-kust, Lopik, Hilversum en Gouda.



P
I
6
A
L
K

Het signaal van PI6ALK werd op 10 augustus door G7RTQ in Birmingham ontvangen.



PE1GCM (Ommen) op 23 cm



Gezien op 13 cm op 2335 MHz: PE1HLR uit Waddinxveen



Het is alweer verleden tijd, dat WK voetbal. Maar we hebben genoten....
Geschoten door de candid camera op 10 GHz ; PE1NBS in de overwinningsroes



ON1WW via

ONØATV

ontvangen

door PI6ANH



PE1GVS (Terband) op 23 cm bij PI6ALK



PE1PGQ ontvangen door PE1RJU;
Leiderdorpers onder elkaar!



PE1POA (Nijkerk) op 23 cm bij PI6ANH

N L
i P
e D
u ,
w e
e r



Somertijd op het LPD-bandje



De oudjes gaan mee met de tijd. CAM uit Alkmaar op 13 cm (LPD),
ontvangen door PI6ALK (een afstand van 7 km!).



Groeten uit Heerhugowaard

We ontvingen op 10.317 GHz het signaal van 1AJX uit Heerhugowaard op 30 augustus.

Ondanks de tegenvallende zomer toch een warm moment om gespieerd voor de camera te verschijnen?

PI6TNO

De ingangen op 23 en 13 cm zijn operationeel. In het middenvak: PE1DWA op 2335 MHz

Hieronder een beschrijving van een duplexfilter voor 13 en 23 cm.

Het idee om zelf wat te ontwikkelen kwam nadat ik de behoefte had om met een combi-antenne zowel de 13 als de 23 cm-band te kunnen ontvangen. Verder moest ik ook kunnen zenden op een van de twee banden, zonder dat er wat met de ontvangstmogelijkheden op de andere band gebeurde.

Navraag bij enkele amateurs leverde op dat er een filter was beschreven in Electron en dat er al mee was geëxperimenteerd.

Na bestudering van het in Electron gepubliceerde filter viel me op dat dat het constructief nogal lastig was, maar dat het niet meer (of minder) was dan gewone stukken coaxiale stubs en koppelingen. Ook de impedantie van de stubs en de lijn was 50 Ohm, dus mijns inziens kon het ook van 'gewone' coax-kabel.

Electron-filter werkt niet goed

Helaas leverde het filter niet het gewenste resultaat. De demping van 13 cm in de 23 cm-uitgang was uitstekend. Echter er was veel te veel demping in de 13 cm-uitgang van het filter. Als ik van een van de stubs de kortsluiting op het eind losmaakte scheelde dat plotseling 6 dB minder in doorlaatdemping. Toen maar eens nagedacht over de soort stub die was toegepast en geconcludeerd dat het nooit goed zou kunnen werken. Waarom niet zult u zich afvragen. Welnu, een kortgesloten 1/2 lambda stub is een zuigkring. Tot zover niks aan de hand.

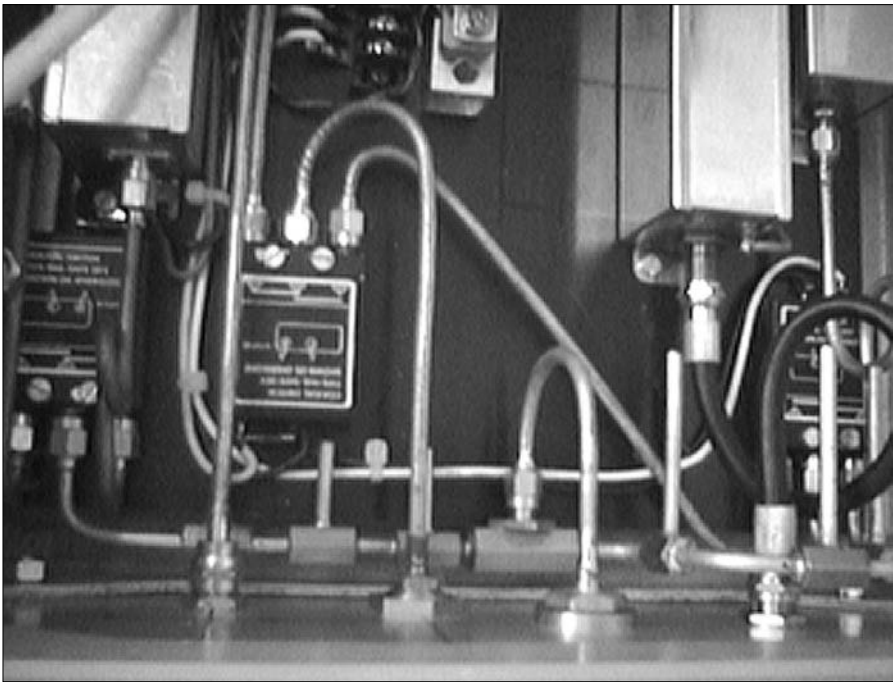


Fig.1
Het gebouwde duplexfilter

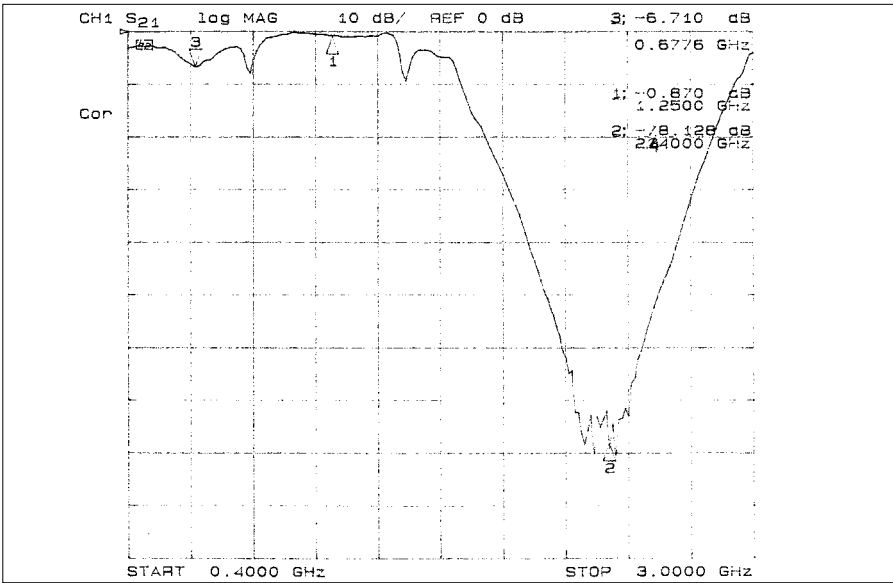


Fig.2
De karakteristieken van het 23 cm-deel (de onderdrukking van het 13 cm-signaal)

Alleen werkt een kortgesloten stub ook op de even harmonischen. Een harmonische van 1252 is 2504 MHz. Dat is net naast het 13 cm-bandje en de extra sperdemping van 6 dB is afkomstig van de flank van de stub die ook nog een deel uit de 13

cm-band weg trekt.

Ei van Columbus

Het afzagen van de stubs tot 1/4 lambda was het Ei van Columbus. 1/4 lambda zuigkringen hebben de eigenschap niet op de even maar op

de oneven harmonische hetzelfde te doen. Dat ligt echter zover buiten de 13 cm-band, dat er geen last van te verwachten was. Ook in de 23 cm-helft heb ik 1/4 lambda stubs toegepast en ook dat werkt naar behoren.

Resultaten

Er is inmiddels aan het filter gemeten en de verwachting is in de metingen af te lezen. Op 23 cm was de doorlaat-demping 0.85 dB en de notch op 13 cm begon op 1800 en 3000 MHz te zakken. Op 1960 en 2740 MHz was de demping 30 dB en tussen 2220 en 2565 MHz meer dan 60 dB. Midden in de notch bedraagt de gemeten sperdemping een respectabele 75 dB. Voor de 13 cm-helft was er ongeveer het zelfde. De doorlaatdemping was wat beter, 0.3 dB, en tussen 920 en 1570 MHz begon de notch te zakken. Tussen 1050 en 1440 MHz was de demping 30 dB, tussen 1170 en 1335 MHz al 60 dB en midden in de notch 80 dB. Zie ook de plotjes (figuur 2 en 3). De markers zijn in de plotjes afleesbaar, evenals de frequentiespan.

Bouw van het filter

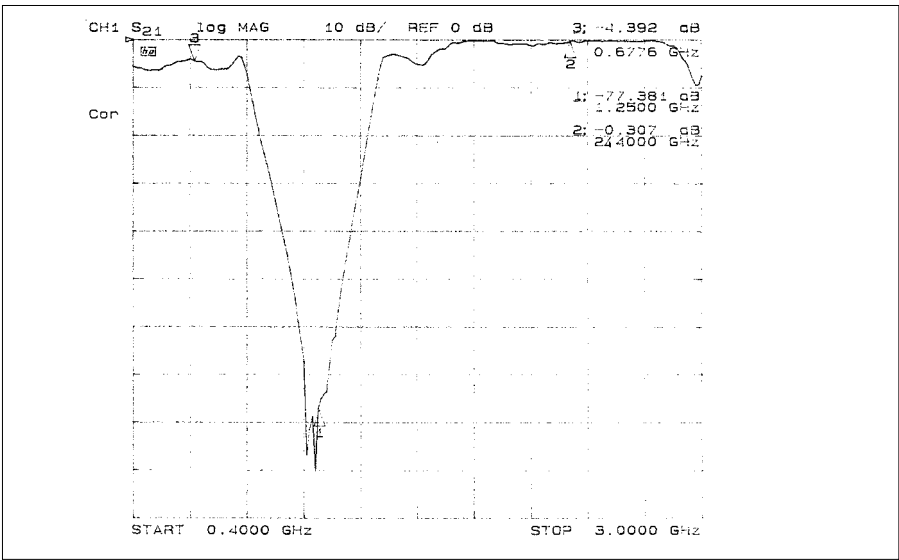


Fig.3
Het 13 cm-deel (en de onderdrukking van het 23 cm-sig-naal)

In de tekening is te zien hoe een en ander is opgebouwd en samenge-steld uit messing pijp en semi-rigid kabel. De stukken in de 13 cm-helft mogen worden gebogen om het geheel wat compacter te maken. De stubs zijn in messing bussen geschoven, zodanig dat de midden-geleider zo kort mogelijk aan de andere geleiders gesoldeerd kan worden. Boor in de lengte en haaks daar-

op in het midden van de blokjes een gaatje met de zelfde diameter als het semi-rigid kabel. Door het overblij-vende gaatje kun je de binnengelei-ders aan elkaar solderen, waarna met een mini brandertje de gehele bus aan elke kabel wordt gesoldeerd. Connector 1/2/3 zijn SMA-types, maar andere zijn zonder meer toe-pasbaar (als ze kwalitatief maar goed zijn).

De lengte van de geleiders is als volgt:

- A: willekeurig
- X: 1/4 lambda voor 13 cm ($(1/4 \times (300/2387) \times 0.69 = 21,67 \text{ mm})$)
- Y: 1/4 lambda voor 23 cm ($(1/4 \times (300/1252) \times 0.69 = 41,33 \text{ mm})$)

Ter verduidelijking,
Aansluiting 1 = 23 cm rx/tx.
Aansluiting 2 = 23/13 cm-antenne (bijvoorbeeld voor een LPA) en aansluiting 3 is voor de 13 cm rx/tx.
Je kunt natuurlijk ook SMA-chassis-delen op de messing blokjes solderen.

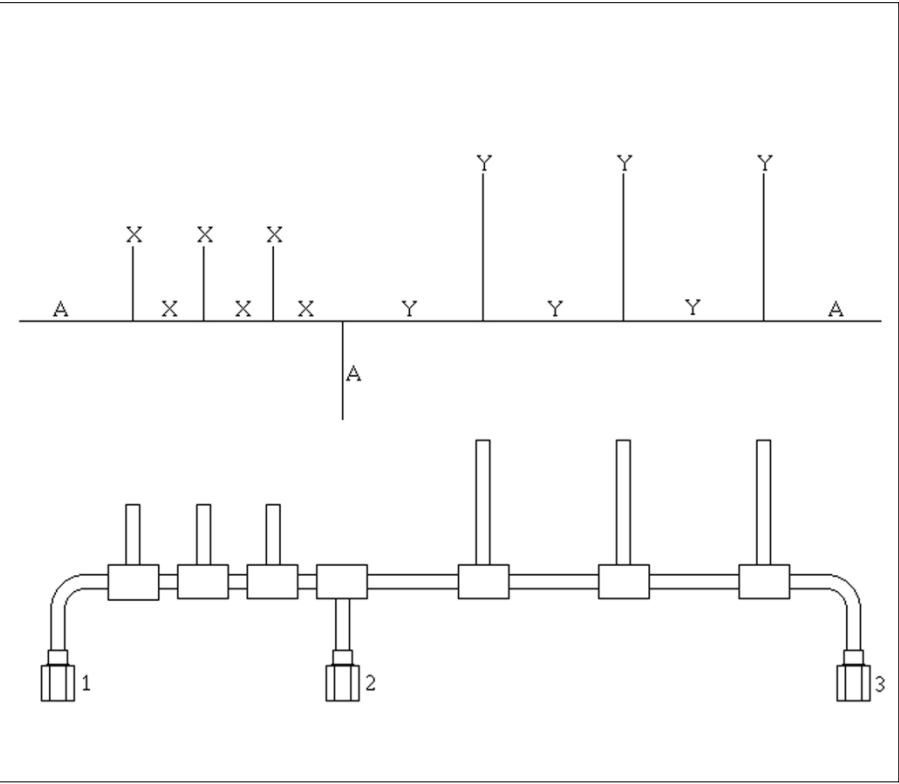


Fig.4
Bouwtekening van het duplexfilter

In Electron juni 1998 verscheen een verslag van de vergadering van het Amateur Overleg.

Onder het hoofdstuk 'Problematiek betreffende onbemande stations' kwam de IARU-norm voor 'Microwave FM-ATV' ter sprake.

Een niet nader genoemd ATV-relaisstation (het ging over PI6ALK) bleek van de RDR een BT (Bijzondere Toestemming) te hebben ontvangen, waarin een bandbreedte van 27MHz (-60dB) is toegestaan. De BT maakt het mogelijk allerlei (o.a. digitale) experimenten in de basisband uit te voeren.

De verenigingen, die het toewijzen van de 'standaard' bandbreedte hadden geadviseerd, waren niet op de hoogte gesteld van deze toestemming. Dat het handhaven van de 'standaard' bandbreedte in de praktijk niet te realiseren viel, was de verenigingen kennelijk niet opgevallen. Deze norm was immers door een internationale vertegenwoordiging van 'specialisten' na rijp beraad aangenomen.

In dit artikel gaan we dieper in op de IARU-norm.

De huidige IARU-norm

Uitzend mode

F5/F3 (F5 staat voor televisie met behulp van een FM-gemoduleerde draaggolf, F3 staat voor telefonie)

Video bandbreedte

(3 dB) : 5 MHz.

Preëmphase

CCIR-aanbeveling 405.1

Kleurendraaggolffrequentie

4.433618 MHz.

Maximale momentane modulatie index:

0.5

Piek zwaai (met preëmphase)

3.5 MHz.

Kanaal bandbreedte

12 MHz bij -40 dB of 18 MHz bij -60 dB

Geluid subcarrier frequentie

5.5 of 6 MHz

Geluid subcarrier amplitude (ten opzichte van piek video)

-14 dB.

Geluid subcarrier modulatie index

0.2

De (nu nog) geldende IARU-norm voor Microwave FM-ATV werd aangenomen als IARU Region 1-norm tijdens de IARU Region 1-conferentie in Torremolinos, April 1991.

Opmerkingen bij de norm

Een vijftal opmerkingen vergezelt bovenvermelde opsomming:

1. In de modulatieversterker moeten videofilter met een bandbreedte van 5 MHz worden opgenomen.
2. Na het videofilter een videopiek-clipper plaatsen.
3. Om te voorkomen, dat de nominale draaggolffrequentie verandert tijdens wisselende videoscenes, moet DC-clamping van het videosignaal plaats vinden.
4. Er moet een RF-uitgangsfILTER aanwezig zijn om te voorkomen dat er energie aan het antennesysteem wordt aangeboden, die zich buiten de band bevindt.
5. Wanneer het noodzakelijk zou zijn

de uitgezonden bandbreedte beneden(!) de voornoemde waarden te brengen moet de geluid subcarrier amplitude worden verminderd c.q. worden weggelaten.

Onduidelijk /onmogelijk

In TV-AMATEUR, het tijdschrift van de AGAF – Arbeitsgemeinschaft Amateurfunkfernsehen – wordt al sinds begin 1991 in bijna elk nummer aandacht aan de IARU-norm besteed en gewezen op een aantal onduidelijkheden en/of onmogelijkheden.

Günter Sattler, DJ4LB, heeft bijvoorbeeld begin 1991 een aantal bezwaren geformuleerd tegen deze norm, die toen nog 'voorgestelde norm' was. De kanaalbandbreedte zou naar zijn mening afhankelijk moeten zijn van de amateurband, waarin wordt uitgezonden. Zo zou het in de band 10.0–10.5 GHz aan te bevelen zijn minstens 27 MHz bandbreedte te benutten, zoals bij satelliet-TV, om van de voordelen van FM te kunnen genieten. Een net zo breed signaal in de 23 cm-band zou dan bijna de helft van de band in beslag nemen,

zodat hier een geringere bandbreedte wenselijk is.

De geluid subcarrierfrequentie van 5.5 MHz dateert nog uit het AM-tijdperk en kan moirée in het beeld tot gevolg hebben (dit heeft vaak te maken met de karakteristiek van het videofilter, dat in de meeste satelliet-ontvangers niet snel genoeg afvalt boven 5 MHz).

Wanneer een subcarrierfrequentie van 6 MHz wordt gekozen met een amplitude van -14 dB ten opzichte van piekvideo ontstaan -zoals bekend- twee carriers op een afstand van plus en min 6 MHz van de video-draaggolf. De afstand tussen deze twee carriers bedraagt dus 12 MHz. Tegelijkertijd mag het niveau bij deze bandbreedte niet meer dan -40dB zijn. Een fysieke onmogelijkheid dus!

Professioneel wordt de zwaai gedefinieerd als bijvoorbeeld +/- 8 MHz.

Dit betekent niet 'ongeveer' 8 MHz, maar plus en min 8 MHz.

Betekent dit dan dat de in de IARU-norm vermelde zwaai van 3.5 MHz +/- 3.5 MHz is of +/- 1.75 MHz?

DC clamping? Makkelijker gezegd dan gedaan! Het heeft eigenlijk alleen zin bij een grotere frequentiezwaai; bij 12 MHz zou het een paar honderd kHz. bandbreedte besparing opleveren. Dat zoiets schakeltechnisch voor amateurs niet zo simpel is, blijkt wel uit het feit, dat pas in 1998 in CQ-TV 182 Ian Waters, G3KKD, een poging ondernam.

Klaus Kramer, DL4KCK, suggereerde in TV-Amateur 99/95 (vierde kwartaal 1995) zelfs (blz.18) dat met betrekking tot de bandbreedte veertig was verstaan, maar veertien was gezegd! In het Engels 'fourty' of 'fourteen'.

Raadsel!

Hoe men op de 12 MHz-bandbreedte bij -40 dB is gekomen is nogal vreemd.

Misschien is het als volgt gegaan. Een oude (overigens foutieve) vuistregel voor het bepalen van de bandbreedte van een FM-signaal [1] is $2(\Delta F) + F_{Amax}$, waar ΔF de deviatie en F_{Amax} de hoogste modulatie frequentie voorstelt.

In de IARU norm wordt de piekzwaai vermeld. De zwaai (=deviatie) is hier de helft van, dus ΔF is $3.5/2 = 1.75$ MHz. Laten we voor F_{Amax} eerst eens 5.5 MHz nemen. Invullen van deze gegevens levert volgens de vuistregel op: $2(1.75) + 5.5 = 9$ MHz (voor een F_{max} van 6 MHz zou dit 9.5 MHz worden). Ook volgens [1] zou dit ongeveer de -20 dB-bandbreedte zijn. Het lijkt daarom niet zo gek te veronderstellen dat de commissie vond, dat bij 12 MHz bandbreedte de afval tot -40 dB moest zijn toegelaten. Waarom vond men ook nog dat er een 18 MHz-bandbreedte op de -60 dB-punten moest worden gespecificeerd? Dit is mogelijk een genoegdoening voor het feit, dat ATV'ers een groter deel van het frequentiespectrum gebruiken dan de smalband jongens. 'Wie zonodig een breed spectrum wil gebruiken, moet ook maar beter filteren', oftewel 'voor wat hoort wat'.

Op het gevoel?

De in de norm genoemde modulatie index 'm' is waarschijnlijk ook een beetje op het gevoel vastgesteld, omdat nergens uit blijkt dat men begrijpt, waarover men het heeft.

Een bekende vuistregel, die wel klopt en bij benadering de bandbreedte van een FM-signaal geeft, is de zogenaamde 'Carson rule': $2(f_d + f_m)$ en kan ook worden geschreven als: $2(m+1)f_m$.

Hierbij is f_d de frequentiedeviatie in Hz, f_m is de modulatiefrequentie in Hz, en $m = f_d/f_m$ de modulatie-index. Uitgaande van de in de norm gespecificeerde waarde voor $m = 0.5$ en $f_m = 5.5$ MHz komen we uit op: $2(0.5 + 1) \cdot 5.5 = 16.5$ MHz (het zijband niveau bij de bandgrenzen zal niet veel onder de -20 dB liggen). De in de norm genoemde waarde voor de piekdeviatie van 3.5 MHz (=1.75 MHz deviatie) resulteert volgens bovenstaande regel in $2(1.75+5.5) = 14.5$ MHz. ($m = 0.318$ en voor $f_m = 6$ MHz: $m = 0.292$).

De opgegeven IARU-waarden voor 'm' en de piekzwaai zijn dus niet consistent. Zelfs indien dit wél het geval zou zijn geweest, het strookt niet met een -40 dB-bandbreedte van 12 MHz.

AM/FM

Bij het vaststellen van de IARU-norm is men zonder twijfel uitgegaan van de situatie, waarbij de bandbreedte van een FM-systeem ongeveer gelijk is aan die van AM met dubbele zijand. Deze situatie is slechts mogelijk bij een zeer kleine waarde van m voor de hoogste modulatiefrequentie (bijvoorbeeld 0.3), waarbij men alleen rekening hoeft te houden met de draaggolf en de eerste paar zijbanden.

Voor de liefhebbers; de FM-golfvorm kan in dat geval worden geschreven als

$$V/V_0 = \cos \omega t + \frac{m}{2} \cos(\omega + p)t - \frac{m}{2} \cos(\omega - p)t$$

Hierbij stellen ω de draaggolffrequentie, $(\omega+p)$ en $(\omega-p)$ de AM zijbanden, en m de modulatie-index voor, terwijl met p de modulatie frequentie bedoeld wordt.

Twee methodes

Een andere oorzaak van de verwarring omtrent het vaststellen van het toegestane zijbandniveau bij een bepaalde bandbreedte is het door elkaar gebruiken van de termen 'amplitude' en 'vermogen' in de zijbanden.

Bij de ene methode wordt bijvoorbeeld aangenomen, dat we zijbandfrequenties met een amplitude van minder dan 1% van de rustdraaggolf kunnen verwaarlozen. Bij een andere methode wordt deze grens aangegeven als 1% van het vermogen van de rustdraaggolf.

De eerste methode wordt bijvoorbeeld als referentie gebruikt voor FM-omroepontvangers, waarbij hoge eisen aan de geluidskwaliteit worden gesteld. Vertalen we de 1%-amplitude van de rustdraaggolf naar een percentage van het vermogen van de rustdraaggolf, dan komen we uit op 0.01 %.

In dB's uitgedrukt: $10 \log 0.0001 = -40$ dB. De minimale MF-bandbreedte van zo'n FM-omroepontvanger is dan circa 1.3 maal zo groot als normaal (240 kHz in plaats van 180 kHz).

Bij de tweede methode, waarbij als bandbreedtegrens een waarde van 1% van het vermogen of 10% van de spanning wordt genomen, kunnen we de 'Carson rule' toepassen.

Genoemde 1% van het vermogen komt dan overeen met $10\log 0.01 = -20$ dBc, of 10 % van de spanning, overeenkomende met $20\log 0.1$, dus ook -20 dBc.

Bij de nu nog geldende norm kan –voor wat betreft de 12 MHz-bandbreedte bij –40 dB-'eis'- het FM-ATV signaal bij een ontvangstfilter van 12 MHz zónder beeldvervorming worden gedetecteerd. Sterker nog, juist omdat het zijbandniveau aan de bandgrenzen -40 dBc bedraagt, zou aan zenzijde de centrale frequentie nog wat gevarieerd kunnen worden zonder dat het signaal uit het filter loopt. De –20 dB-bandbreedte zou immers slechts 9 à 9.5 MHz bedragen! Wel lekker smal natuurlijk, maar de 'Carson rule' geeft aan, dat dit alleen mogelijk is bij bijvoorbeeld een 'm' van 0.2 en een f_m van 3.75 MHz. Goed dus voor een enigszins wazig zwart/wit plaatje zonder geluid. De 12 MHz-ontvangstbandbreedte is voor zo'n IARU-normsignaal dus eigenlijk al overdreven.

De praktijk

De ATV-praktijk is echter, dat in veel gevallen een standaard satellietontvanger in gebruik is voor 27 MHz-bandbreedte. Dit is dan voor IARU-norm signalen net zoiets als het gebruiken van een FM-omroepontvanger voor de twee meter-band. Doordat het kopen van zo'n satellietontvanger een stuk goedkoper en vooral makkelijker is dan zelfbouw (laat staan zelf ontwerpen), vormt de ontvanger de norm.

Aan de zenderkant wordt dan – vaak door middel van de naar het front gebrachte potmeter – de zwaai zo ingesteld, dat het signaal net binnen de bandbreedte van de ontvanger past. Onder deze omstandigheden heeft het gedetecteerde video ook de beste S/N verhouding. Stel, dat de video-output van de ontvanger door de zender op 1 V pp is ingesteld en slechts een subcarrier heeft van bijvoorbeeld –20 dB t.en opzichte van het piekvideo, zal blijken dat bij verder opvoeren van de zwaai niet gelijk 'spikes' zichtbaar worden. Vaak kan de video-output al zijn toegenomen tot 1.5 V pp of meer, voordat deze 'spikes' optreden. Dit is dan het bewijs, dat het signaal niet meer in

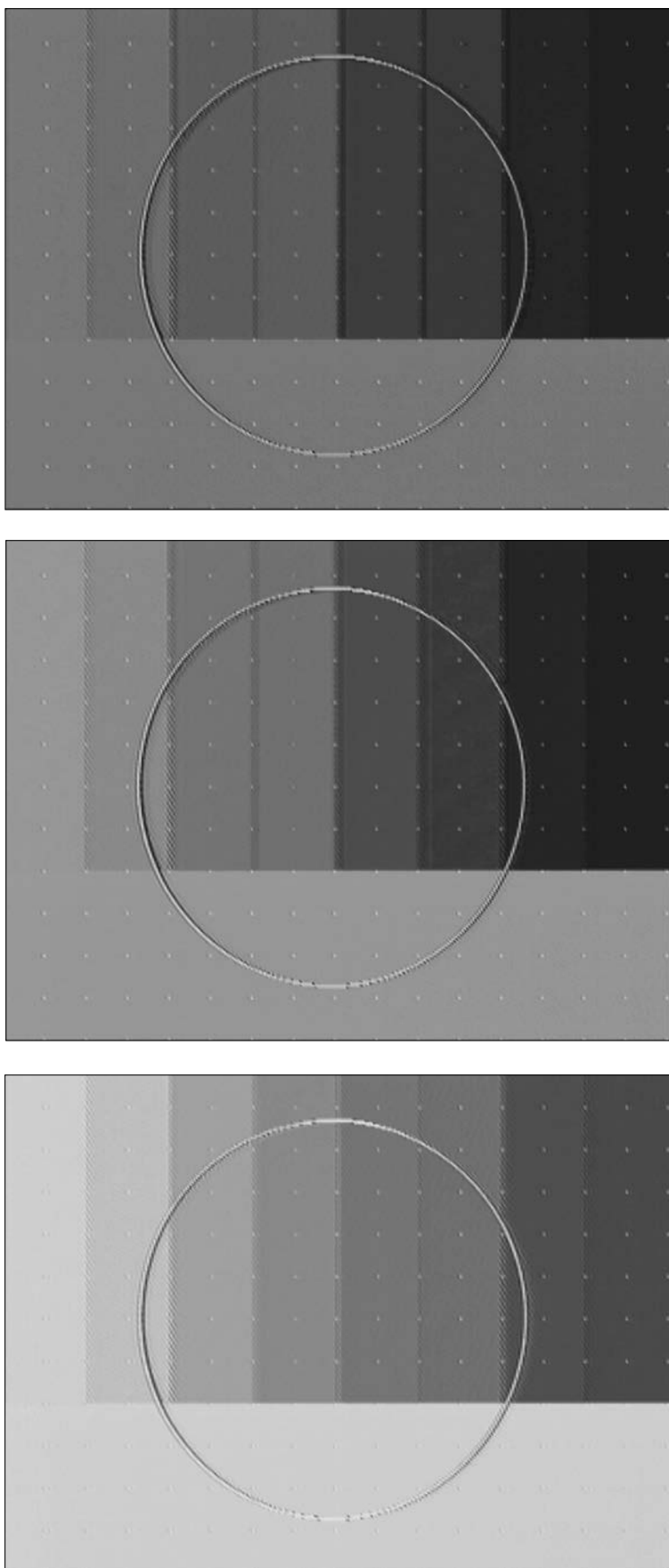


Fig. 1-3

Een kleurentestbeeld met een zwaai van (van boven naar beneden) +/- 1,75 MHz, +/- 3,5 MHz en +/- 8 MHz op een Astra-ontvanger, resulterend in respectievelijk 0,22, 0,44 en 1V pp.

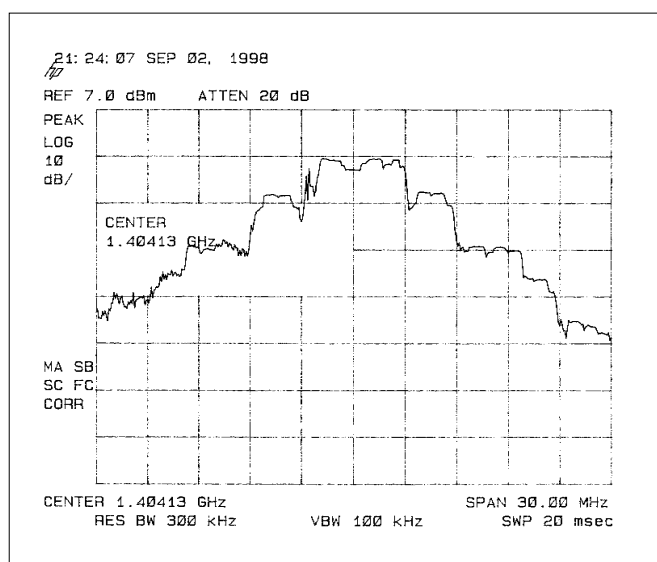
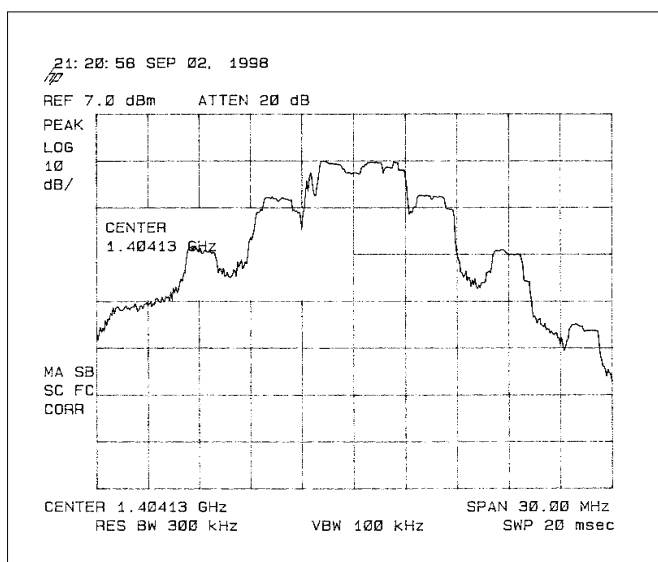
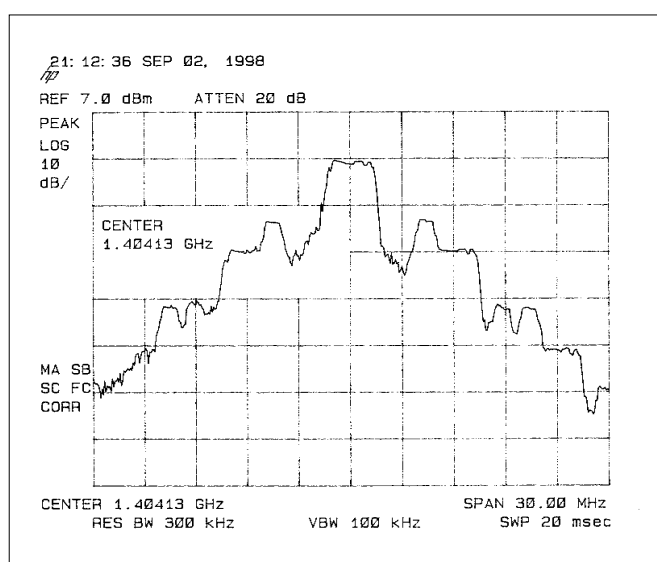
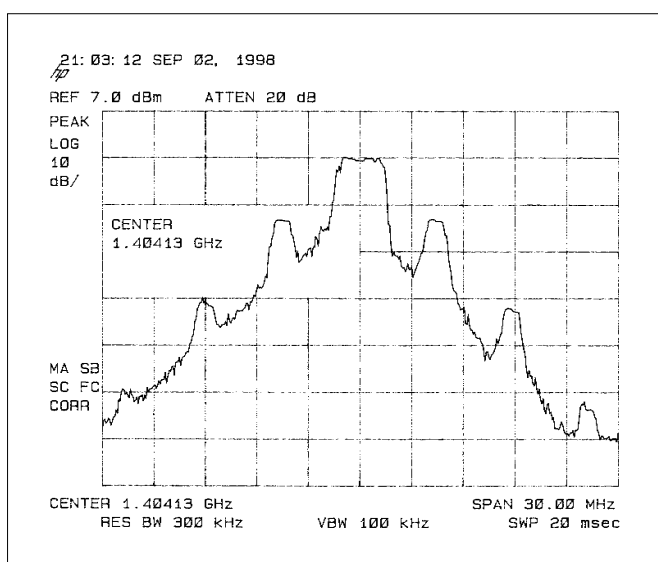
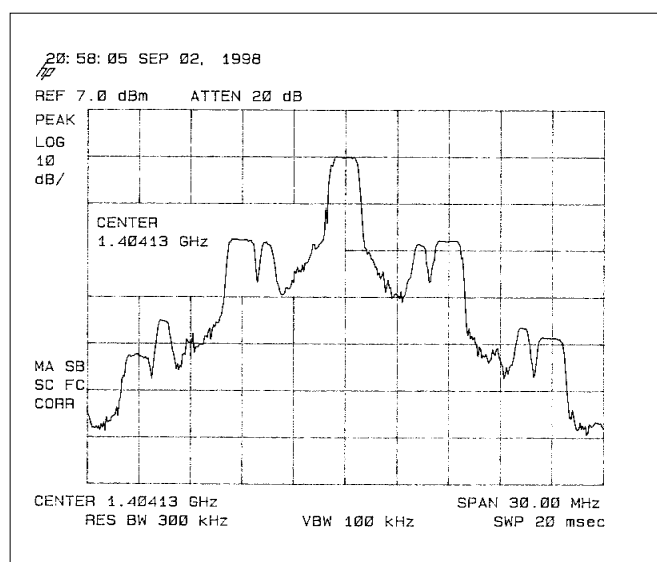
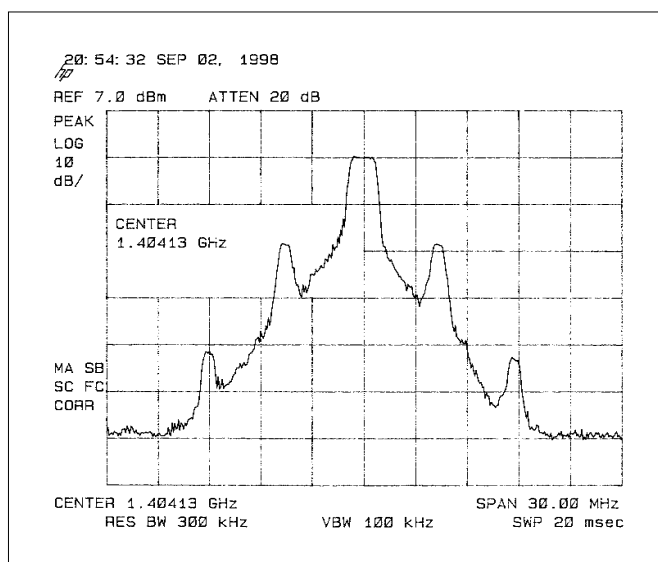


Fig 5 - 10

Het frequentiespectrum, bekeken met verschillende modulaties. De figuren links bevatten uitsluitend video-informatie, met een modulatiezwaai van +/- 1,75, +/- 3,5 en +/- 8 MHz, resulterende in respectievelijk 0,22, 0,44 en 1 V pp op een Astra-ontvanger. Bij de figuren rechts is een audiodraaggolf ingeschakeld met een sterkte van -18 dBc. Merk op dat zelfs de 'mini' videozwaai met een geluidsdraaggolf te breed is voor de 'nieuwe' IARU-ATV norm!

de ontvangerbandbreedte past. Het lijkt er dus op, dat de bandbreedte van deze ontvanger te ruim bemeten is voor het satelliet signaal. Toch is dit niet zo; de meeste FM-TV satelliet signalen bevatten in hun basisband behalve het video vaak een groot aantal subcarriers. Niet zelden strekt de basisband zich tot boven 8 MHz uit. Een FM-TV satelliet signaal is bovendien voorzien van dispersie. Deze dispersie -die eventuele interferentie met aardse verbindingen verminderd- vergroot óók de zwaai. Het zal nu duidelijk zijn, dat een FM-ATV signaal met slechts een subcarrier, waarbij de zwaai zo is ingeregeld dat dit bij een standaard satellietontvanger een videoniveau van 1 V pp oplevert, minder breed is dan een normaal satelliet signaal.

Selectiviteit

Aangezien binnen de 27 MHz-bandbreedte van een standaard (Astra) ontvanger ruim twee IARU FM ATV-signalen passen, ontstaat ten gevolge van het 'capture'-effect en het gebrek aan selectiviteit het recht van de sterkste, dus ook wanneer de signalen netjes naast elkaar staan. Hier valt niets aan te doen. Alleen een op deze 'norm' toegesneden (zelfbouw)ontvanger zou een oplossing zijn. Door het toepassen van een PLL als FM-detector kan de filtering zelfs regelbaar zijn door een preciese instelling van het 'drive' level. (MF-input signaal). Een kostbare oplossing zou de Chaparral Monterey 140 kunnen zijn. Deze ontvanger is uitgerust met het zogenoemde Infinite Threshold Control (ITC), waarbij het ingaande 479.5 MHz MF-signaal eerst door een schakelbaar filter wordt gevoerd, voordat naar 70 MHz wordt gemengd. Pas dan bereikt het signaal via een low-pass filter en een versterker de NE568-PLL.

Een andere mogelijkheid is een ontvanger op de kop te tikken met een 'I.F. loop', zoals de Monterey 20/40. Hier zou dan uitwendig een geschikt MF filter voor 70 MHz kunnen worden aangesloten.

Astra-norm

Een IARU FM-ATV signaal produceert ten gevolge van een piekzwaai van +/- 1.75 MHz een videosignaal van

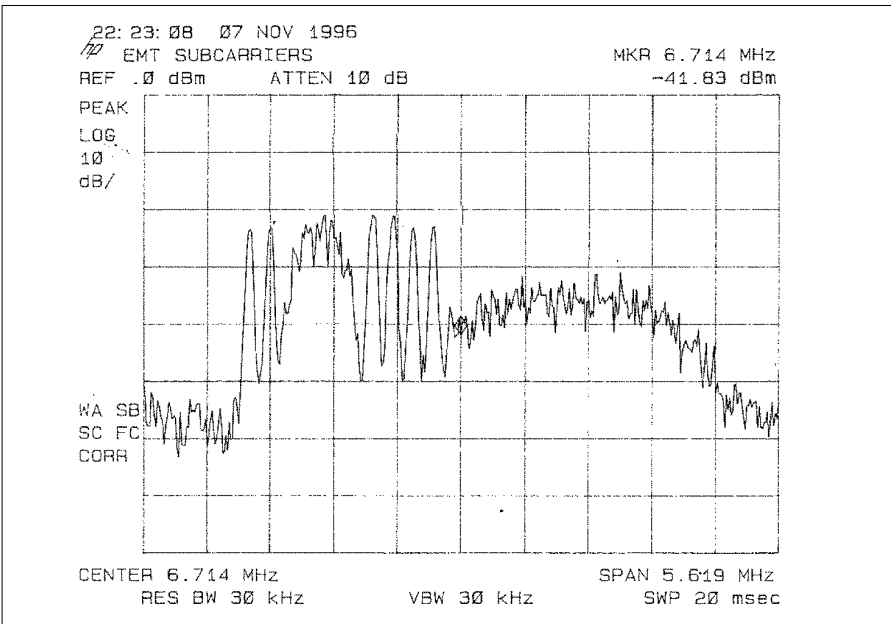


Fig.11

Volgens IARU-aanbevelingen (en dus gedragen door de amateurverenigingen) behoren meerdere hulpdraaggolven tot het verleden!

0.22 V pp op een standaard (Astra) ontvanger. (Voor het gemak houden we maar even geen rekening met een eventueel aanwezige subcarrier) Een nageschakelde videoversterker moet het signaal dan 4.55 maal versterken om weer op 1 V pp uit te komen (de normale Astra-videozwaai is +/- 8 MHz = 16 MHz piekzwaai). De amateurs, die uit de 'norm' hebben begrepen dat als piek zwaai 7 MHz is toegestaan -dus +/- 3.5 MHz- kunnen 0.44 V pp uit zo'n ontvanger verwachten. Bij een aanbevolen zwaai van +/- 2.5 MHz circa 0.31 V pp.

Geen geluidsdraaggolf meer?

De 'Standards for Microwave FM ATV' waren dus reeds in April 1991 aangenomen toch werd pas tijdens de IARU Region 1-conferentie in Tel Aviv (1996) geconcludeerd dat de voorgestelde bandbreedte niet kan worden gerealiseerd binnen de aangegeven parameters. Een ad hoc commissie zal de nieuwe aanbevelingen voor de volgende conferentie voorbereiden. De DARC en de RSGB zullen hierover ruggespraak houden. Het is denkbaar, dat de geluidsdraaggolf zal moeten worden weggelaten (zoals reeds in een voetnoot werd aangegeven). Voor ATV zou een geluidsdraaggolf niet beslist noodzakelijk zijn, omdat al vaak een smal-

band FM-frequentie in de twee meter-band als spraak verbinding wordt gebruikt....

Het zou daarom ook meer dan wenselijk zijn om van de commissie, die de 'norm' bepaalt, ook concrete aanwijzingen te krijgen voor de praktische realisatie in de vorm van schema's en zo mogelijk bouwbeschrijvingen van zowel ATV-zenders als -ontvangers.

Vooruitlopen

Hoewel deze IARU-vergadering zich pas in 1999 over een nieuwe norm zal uitspreken verzocht de VERON aan de RDR de BT van het niet nader genoemde relais (PI6ALK) alvast aan te passen conform de 'nieuwe' IARU-norm.

Bij deze nieuwe norm zou, volgens het Electron-artikel, een -40 dB-bandbreedte van 16 MHz gaan gelden. Gezien het voorgaande betekent dit dus, dat de -20 dB-punten op circa 12 MHz zullen moeten staan. Vertaald in mogelijke specificaties:

$f_m = 5.5 \text{ MHz}$ en $f_d = 0.5 \text{ MHz}$, dus een piekzwaai van 1 MHz. De bijbehorende waarde voor de modulatie index is dan $m = 0.09$. Een andere oplossing was het weglaten van een geluidssubcarrier, zodat de zwaai twee maal zo groot kan zijn (2 MHz-piekzwaai en $m = 0.2$). Als laatste optie zou je ook naar een andere

hobby op zoek kunnen gaan.....

Correctie?

Het 'foutje' in de normspecificaties van de IARU zal dus na acht jaar gecorrigeerd worden. Ach ja, er is ook zo veel te regelen.

De amateurs, die meer ruimte nodig hebben dan in de nieuwe norm zal zijn aangegeven, kunnen proberen

een BT te regelen bij de RDR met een goed onderbouwd verhaal. Het heeft geen zin dit via de verenigingen te proberen, omdat ze ondanks hun beperkte inspraak bij de totstandkoming van de norm, toch solidair zullen blijven aan de IARU.

Geen wonder, dat de FM-ATV praktijk zich momenteel niet conformeert aan de onmogelijke 'Standard for

Microwave FM ATV' uit 1991.

Het lijkt ook niet waarschijnlijk dat de praktijk er na vaststelling van de nieuwe IARU-norm er anders uit zal gaan zien!

Referentie

[1] The Radio Amateur's Handbook
1975 (ARRL) pag.422

Conclusie:

1. De huidige 'Standards for Microwave FM-ATV' bevatten geen samenhangende informatie.
2. Mogelijk als gevolg van een foutieve formule ontstond een te optimistische voorstelling van de ingenomen bandbreedte van een FMTV signaal.
3. Bij gebruikmaking van de 'Carson rule' ontstaat bij benadering een beeld van de -20 dB-bandbreedte.
4. Door de 'Carson rule' bandbreedte met 1.3 te vermenigvuldigen krijgen we een idee bij welke punten de -40 dB-bandbreedte ongeveer ligt.
5. Bij de nieuwe IARU-norm zal een -40 dB-bandbreedte van 16 MHz. gaan gelden. Dit is ongeveer een bandbreedte van 12 MHz. bij de -20 dB-punten.
6. Zonder geluidscarrier zal de ingenomen bandbreedte uiteraard grotendeels afhankelijk zijn van de video-inhoud, de 'Carson rule' heeft hierbij betrekking op de 'worst case' situatie.
7. Met geluidscarrier zal de bandbreedte minder afhankelijk zijn van de video-inhoud en meer afhangen van frequentie en niveau van deze subcarrier. Bij een niveau van -18 tot -20 dBc heeft het -vanuit een bandbreedte-oogpunt gezien - nauwelijks zin de videozwaai beneden +/- 3.5 MHz. in te stellen.
8. Zonder extra filtering van het FM gemoduleerde basisband-sigitaal zal het niet mogelijk zijn een normale geluidscarrier te gebruiken en tóch aan de nieuwe norm te voldoen.

Nieuwe ATV-records

Vanuit Zwitserland kregen wij het bericht dat opnieuw enkele records op de microgolfbanden verbroken zijn.

De prijzen van vermogens GaAs-Fets voor met name 10 GHz zijn de laatste tijd flink in prijs aan het dalen. Grotere vermogens worden dan ook haalbaar voor amateurdoeleinden. Het lijkt dan nog slechts een kwestie van tijd te zijn voordat deze records opnieuw verbroken zullen worden!

De nieuwe records werden behaald door een speciaal hiervoor opgezette expeditie. Aan de expeditie werd deelgenomen door TM2SHF en EA5/HB9AFO/P.

Tijdens hun trektocht door zuid-Europa werden Corsica, Frankrijk en Spanje aangedaan. En met succes!

Op 10 GHz werd een verbinding tot stand gebracht tussen Col de Piana op het eiland Corsica en Monte Pego in Spanje, een afstand van ongeveer 821 kilometer.

De 24 GHz-band bleef ook niet bui-



Fig. 1
De crew van het expeditieteam rond HB9AFO

ten beschouwing. Tussen Corsica en Zuid Frankrijk vond de verbinding plaats. Ondanks, dat deze band toch weer voor extra hindernissen zorgt, werd een afstand van maar liefst 248 kilometer overbrugd. De beeldkwaliteit varieerde van B1 tot B3. F/HB9AFO/P stelde zijn antennes op op de Mont Caume en TM2SHF verbleef op de eerder vermelde locatie op Corsica. Het zendvermogen betrof 200 milliWatt en er werd gebruik gemaakt van een schotel met een diameter van 75 centimeter.

Voor wat betreft het vermogen op 24 GHz valt nog slechts op te merken dat er sprake is van een 'standaard' vermogen. De halfgeleiderfabrikanten zijn er nog niet in geslaagd componenten op de markt te brengen, die voor een groter vermogen kunnen zorgen. Door een intensiever gebruik van de Ka-band bij satelliettransmissies lijkt ook hier een verschuiving plaats te vinden. Zodra geschikte componenten geïntroduceerd worden zullen wij dit uiteraard in Repeater vermelden.

CQ-TV op CD-Rom

De British Amateur Television Club, BATC, bracht onlangs een CD-Rom uit met daarop de inhoud van hun blad CQ-TV. Op de CD is de inhoud van de nummers 173 t/m het binnenkort te verschijnen nummer 184. Alle artikelen, waaronder veel bouwbeschrijvingen zijn te raadplegen (en uit te printen).

De CQ-TV nummers zijn opgemaakt in pdf-formaat, dat uit te lezen is met Adobe Acrobat Reader (waarvan de laatste versie eveneens op de CD aanwezig is).

De CD kost GBP 5,00 (+verzendkosten) en is te bestellen bij:

BATC Publications

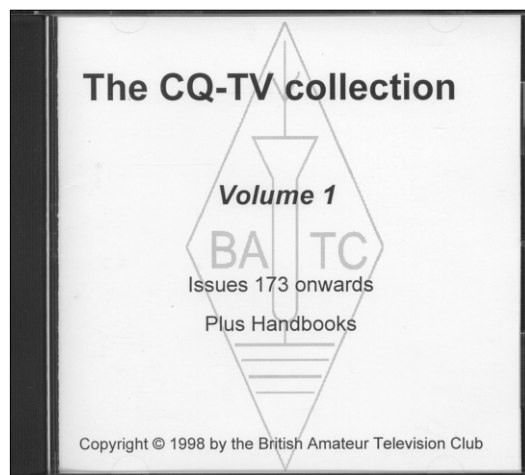
Fern House

Church Road,

Harby, Notts.

NG23 7ED Groot Brittannië

email: publications@batc.org.uk



Vorig jaar stond er in Repeater een schakeling voor het koppelen van twee modules voor een L-band-versterker (23 cm).

Toen ik deze schakeling wilde nabouwen kwam ik tot de conclusie dat de onderdelen nogal lastig te vinden waren. Vooral de prijzige teflonprint was niet echt op iedere straathoek te krijgen.

Vandaar dat ik dit eeuwenoude schema met kabelstubjes maar eens geprobeerd heb, en wonderwel werkte dit systeem prima.

Het low cost-ontwerp is vrij snel in elkaar gedraaid en bestaat uit relatief eenvoudige componenten. Als je een beetje doorgaat zit het in een avondje in elkaar. De enige component die eventueel problemen kan geven is de kabel. Dit is 75 Ohm (!) dunne teflonkabel. Deze kabel is eigenlijk wel op iedere beurs te krijgen.

Bouw

Ik ben begonnen een koelblok te zoeken waar de modules op passen. Ik heb zelf gekozen voor een klein blok en geforceerde koeling met twee fans. Het geheel is gebouwd in een blikken doosje. Nadat we weten waar de modules (Mitsubishi M57762) geplaatst moeten worden kunnen we twee vierkante gaten in het blik zagen omdat de modules direct op het koelblok geschroefd moeten worden. Het eerste de bodem van het blikje, (met de uitsparingen voor de modules) op het koelblok schroeven. Goed contact is essentieel, dus even M3 tappen en goed vastzetten. Vervolgens een module bevestigen en de condensators en de 7809 vast solderen. De 7809 kan zwevend gesoldeerd worden. Deze stabilisator wordt warm maar hoeft geen koelrib, het mag natuurlijk wel. De condensators zo



Fig. 1
Overzichtsfoto van de eindtrap

dicht mogelijk bij de modules solderen. De waarde van de condensators: 1 nF, 3.3 nF & 15 μ F (tantaal elco). Dan hetzelfde met module 2. Ik heb op het koelblok twee clixons geschroefd; een die bij 40 graden de fans aan laat springen en een veiligheid clixon die bij 100 graden de voedingsspanning onderbreekt.

De stubs

Het is begrijpelijk dat het goed functioneren van de eindtrap afhangt van de stubs. De lengte van de stubs is 41 mm. Zie figuur 4. De lengte van de kern en het omhulsel dienen zo kort mogelijk te zijn, in mijn prototype ongeveer 2 mm. De afschermingen moeten flink aan elkaar, en aan het blikken huisje gesoldeerd worden. De ingang en de uitgangspennen van de module moeten kort afgeknipt worden. De foto's spreken voor zich. Ik heb zelf gekozen voor 50 Ohm BNC aansluitingen (SMA is iets handiger). Om het aansluitpen-netje heen heb ik een blikken afscherming gesoldeerd, om de stubjes goed vast te kunnen maken. Zie figuur 2 en 3.

Aansluiten

Bij het aansluiten van de spanning zal er al een ruststroom vloeien van



Fig. 2 en 3
Detailfoto's van de stub-bevestiging en de afscherming van de 50 Ohm-weerstand

ongeveer 2 Ampère. Als je de eindtrap dus continu onder spanning laat staan, zorg dan voor voldoende koeling! In vol bedrijf gaat er ongeveer 9 Ampère doorheen; de voedingsdraad dus niet te dun maken. Als extra veiligheid is het goed om er een Ampère-meter tussen te hangen. Eventuele problemen (SWR) kunnen

dan snel geconstateerd worden. Voor de aansturing gebruik ik de kleine module van Mitsubishi (M67715) met een vermogen van ongeveer 800 mW. Uit de eindtrap moet dan ongeveer 30 à 35 Watt komen. De voedingsspanning mag nooit boven 16 Volt komen!

Conclusie

De hierboven beschreven eindtrap ziet er iets minder strak uit als het eerder gepubliceerde concept, maar het werkt eigenlijk net zo goed. Het is wel belangrijk dat er nauwkeurig gebouwd wordt, vooral met betrekking tot de stubs. Ook moet er voor gezorgd worden dat de eindtrap geen oscillatie-eigingen gaat vertonen. Het vorige (alternatieve) ontwerp is te vinden in Repeater 2/1997. Met dank aan PE1KTO.

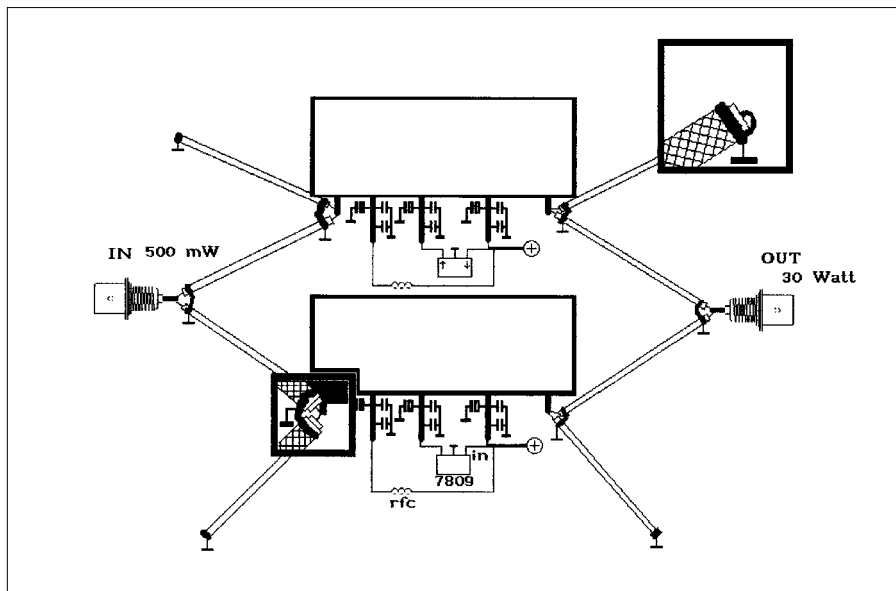


Fig.4
Schematische weergave van de koppeling

A T V - r e p e a t e r s i n E n g e l a n d

GB3AD

IO91VV
Stevenage

Uitgang: 1316 MHz
Ingang: 1249 MHz

GB3AT

IO91HB
Winchester

Uitgang: 1316 MHz
Ingang: 1249 MHz

GB3DH

IO92SX
Derby

Uitgang: 1316 MHz
Ingang: 1249 MHz

GB3ET

IO93EO
Huddersfield

Uitgang: 1316 MHz
Ingang: 1249 MHz

GB3EY

IO93WT
N.Humberside

Uitgang: 1308 MHz
Ingang: 1248 MHz

GB3GV

IO92IQ
Marksfield, Leics

Uitgang: 1316 MHz
Ingang: 1249 MHz



GB3HV

IO9100
High Wycombe

Uitgang: 1308 MHz
Ingang: 1248 MHz

GB3KT

JO01JJ
Sheerness, Kent

Uitgang: 1310 MHz
Ingang: 1249 MHz



GB3LO

JO02VL
Lowestoft, Suffolk

Uitgang: 1316 MHz
Ingang: 1249 MHz

GB3MV

IO92NF
Northampton

Uitgang: 1316 MHz
Ingang: 1249 MHz

GB3NV

IO93IA
Nottingham

Uitgang: 1316 MHz
Ingang: 1249 MHz

GB3PV

JO02AF
Cambridge

Uitgang: 1316 MHz
Ingang: 1249 MHz

GB3RT

IO92EJ
Coventry

Uitgang: 1316 MHz
Ingang: 1249 MHz

GB3RV

IO90WT
Brighton

Uitgang: 10.135 GHz
Ingang: 10.425 GHz

GB3TG

IO91PX
Bletchley

Uitgang: 10.135 GHz
Ingang: 10.315 GHz

GB3TM

IO73UJ
Anglesey, Wales

Uitgang: 1316 MHz
Ingang: 1249 MHz

GB3TN

JO02KS
Fakenham, Norfolk

Uitgang: 1316 MHz
Ingang: 1249 MHz

GB3UD

IO83VC
Stoke on Trent

Uitgang: 1318,5 MHz
Ingang: 1249 MHz

GB3UT

IO81UJ
Bath

Uitgang: 1311,5 MHz
Ingang: 1276,5 MHz

GB3VL

IO93RF
Lincoln

Uitgang: 1310 MHz
Ingang: 1248 MHz

GB3VR

IO90WT
Brighton

Uitgang: 1316 MHz
Ingang: 1249 MHz

GB3VX

JO00CT
Eastbourne

Uitgang: 1310 MHz
Ingang: 1249 MHz

GB3WV

IO70XN
Dartmoor, Devon

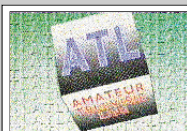
Uitgang: 1316 MHz
Ingang: 1249 MHz

GB3ZZ

IO81RM
Bristol

Uitgang: 1316 MHz
Ingang: 1249 MHz

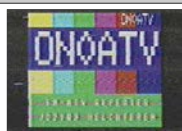
ATV - repeaters in België



ONØATL

Lier

Uitgang: 1255 MHz



ONØATV

JO20PW
Helchteren

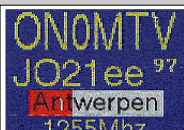
Uitgang: 1255 MHz
Ingang: 2370 MHz
10.400 GHz

ONØBR

JO11OG

Brugge

Uitgang: 1258 MHz
Betreft ATV-baken



ONØMTV

JO21EE
Antwerpen

Uitgang: 1255 MHz
Ingang: 2335 MHz
10.400 GHz

ONØTV

JO21IB
Heist op den Berg

Uitgang: 1280 MHz
Ingang: 1250 MHz

ONØTVL

JO20SP

Luik

Uitgang: 1280 MHz
Ingang: 1250 MHz

ONØTVM

JO20AI
Mons

Uitgang: 1255 MHz
Betreft ATV-baken

De redactie is dringend op zoek naar beeldmateriaal van de in Repeater afgedrukte repeaters in binnen- en buitenland. Mocht u beeldmateriaal in uw bezit hebben, neem dan contact met ons op. Voor de telefoonnummers en het email adres: zie het colofon.

Nederlandse ATV-repeaters op het World Wide Web:

PI6ALK <http://www.euronet.nl/users/rens>
PI6ANH <http://www.qsl.net/pi6anh>
PI6ATH <http://home.wxs.nl/~pa3fzb/home.htm>
PI6ATV <http://huizen.dds.nl/~pi6atv>
PI6EHV <http://iaehv.nl/users/post/pi6ehv>
PI6HVS <http://www.dutch.nl/pi4rcg/pi6hvs.htm>
PI6KMP <http://home.worldonline.nl/~pe1orz/pi6kmp.html>
PI6TNO <http://alley.fel.tno.nl/PI6TNO>
PI6ZOD <http://home.worldonline.nl/~pe1orz/pi6zod.html>

(wijzigingen voorbehouden!)

Repeater op het World Wide Web:
<http://www.euronet.nl/users/rulrich>

DE DEADLINE

**VOOR HET AANLEVEREN VAN KOPY EN ADVERTENTIES VOOR
REPEATER 4/1998 IS
15 NOVEMBER 1998 !!!!**